



Sérgio David Paixão Marques dos Santos

Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Metodologias de Controlo e Diagnóstico de Falhas com Aplicação em Motores de Corrente Contínua

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Orientador: Doutor Luís Filipe Figueira Brito Palma, Professor Auxiliar,
Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa

Júri:

Presidente: Prof. Doutor Paulo José Carrilho de Sousa Gil

Arguente: Prof. Doutor Stanimir Stoyanov Valtchev

Vogal: Prof. Doutor Luís Filipe Figueira de Brito Palma



FACULDADE DE
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA

Fevereiro 2011



Sérgio David Paixão Marques dos Santos

Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Metodologias de Controlo e Diagnóstico de Falhas com Aplicação em Motores de Corrente Contínua

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Orientador: Doutor Luís Filipe Figueira Brito Palma, Professor Auxiliar,
Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa

Júri:

Presidente: Prof. Doutor Paulo José Carrilho de Sousa Gil

Arguente: Prof. Doutor Stanimir Stoyanov Valtchev

Vogal: Prof. Doutor Luís Filipe Figueira de Brito Palma



FACULDADE DE
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA

Fevereiro 2011

Título da Dissertação de Mestrado: Metodologias de Controlo e Diagnóstico de Falhas com Aplicação em Motores de Corrente Contínua, “Copyright” Sérgio David Paixão Marques dos Santos, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa.

“A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade Nova de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objectivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor”.

Também, de acordo com os Regulamentos dos Cursos de 2.º, e 3.º ciclos e Mestrados Integrados, e o Despacho 41/2010 de 21 de Dezembro de 2010, as teses sujeitas a período de embargo só são divulgadas quando este período terminar. Um período de embargo da divulgação também pode ser solicitado para as dissertações elaboradas com base em artigos previamente publicados por outros editores, sempre que tal seja necessário para respeitar os direitos de cópia desses editores.

Agradecimentos

Para que fosse possível a realização desta Tese de Mestrado, gostaria de agradecer ao Professor Doutor Luís Brito Palma pela sua disponibilidade e orientação desta Dissertação de Mestrado.

Ao Professor Stanimir Valtchev agradeço o conhecimento que me transmitiu e os comentários sobre electrónica de potência.

Queria também agradecer ao Sr. Guerreiro pela cedência de equipamento e montagem de material electrónico.

Agradeço também aos meus colegas e amigos que me apoiaram e ajudaram durante o curso.

Por fim agradeço à minha Família e à Ana Rita pelo apoio incondicional prestado ao longo deste tempo.

Resumo

Esta dissertação de Mestrado pretende dar um contributo para o desenvolvimento de técnicas de controlo e algoritmos de diagnóstico e detecção de falhas para aplicação em motores de corrente contínua.

Hoje em dia na indústria há muitos processos onde a intervenção humana é substituída por máquinas eléctricas, sendo então fundamental a implementação de sistemas de controlo e diagnóstico de falhas, pois se houver alguma falha no sistema, ele terá que ter a capacidade de detectar, diagnosticar e se possível tolerar a falha de forma a evitar uma avaria.

De entre as técnicas de controlo utilizadas destacam-se o controlador PID clássico e o controlador neuronal IMC (“Internal Model Control”) baseado em modelo interno (inverso).

Na parte de detecção e diagnóstico de falhas foi utilizada a análise em Componentes Principais não lineares (NLPCA), implementada com redes neuronais e a estimação em linha do ganho estático com modelo ARX.

A comunicação entre o Hardware e o Software foi feita recorrendo à placa de aquisição de dados da National Instruments (NI USB-6009). Para o desenvolvimento do Software foi utilizado o programa Matlab R2009 b.

A electrónica de potência necessária ao accionamento do motor DC baseou-se no módulo do equipamento da Feedback (“Firing & Bridge Circuits” (70-220)).

O desempenho dos controladores foi avaliado e quantificado assim como as metodologias de diagnóstico e detecção de falhas.

Em síntese, conseguiu-se controlar um motor de corrente contínua a partir das técnicas de controlo desenvolvidas e através do desenvolvimento de métodos de detecção e diagnóstico de falhas foi possível analisar as falhas introduzidas pelo utilizador como comprovam os resultados experimentais.

Palavras - Chave: Controlo clássico PID, Controlo neuronal IMC, Detecção e Diagnóstico de Falhas, Modelos ARX, Modelos Neuronais, Análise em Componentes Principais, Motor de Corrente Contínua.

Abstract

This Master's thesis aims to contribute to the development of control techniques and fault diagnosis and detection algorithms for application to DC motors.

Nowadays there are many cases in industry where human intervention is replaced by electrical machines, and that is why, it is crucial the implementation of control systems and fault diagnosis that in cases of system failure, have the capacity to detect, diagnose and if it is possible to tolerate the failure and consequently to prevent a breakdown.

The control techniques used were the classic PID controller and neuronal controller IMC (Internal Model Control) based on internal model (reverse). On the detection and diagnosis of faults it was used Nonlinear Principal Component Analysis (NLPCA) tool based on a neuronal network and online estimation of ARX model static gain.

Communication between the hardware and software was done using the data acquisition board from National Instruments (NI USB-6009). To develop the software program was used Matlab R2009 b.

The power electronics required to drive the DC motor module was based on the equipment of the Feedback Company ("Bridge & Firing Circuits" (70-220)).

The controller performance was evaluated and quantified as well as the methods of diagnosis and fault detection.

In summary, we controlled a DC motor from the control techniques developed and by developing methods for detecting and diagnosing faults it was possible to analyze the failures introduced for the user as evidenced by the experimental results.

Keywords: Classic PID control, neuronal control IMC, Detection and Fault Diagnosis, ARX Models, Neural Models, Principal Components Analysis, DC Motors.

Símbolos e Notações

Símbologia

t	variável tempo no domínio do tempo contínuo
k	variável tempo no domínio do tempo discreto

Simbologia do Motor DC

U	Tensão da fonte de alimentação	[V]
R_f	Resistência do estator	[Ω]
L_a	Bobina do estator	[H]
u_f/U_f	Tensão do estator	[V]
i_f	Corrente do estator	[A]
R_a	Resistência da armadura	[Ω]
u_a/U_a	Tensão da armadura	[V]
i_a	Corrente da armadura	[A]
i_{arrq}	Corrente de arranque do motor DC	[A]
P	Número de pólos	[-]
E	Força Electromotriz	[V]
Z	Número de condutores da armadura	[-]
n	Velocidade de um condutor	[rpm]
a	Número de caminhos paralelos	[-]
N	Velocidade do veio do motor	[rpm]
$N_0, 2N_0, 3N_0$	Velocidade inicial do veio do motor	[rpm]
W, w_m	Velocidade do veio do motor	[rad/s]
k_a	Constante adimensional	[-]
k_f	Constante de proporcionalidade	[-]
k_b	Constante de binário	[-]
k_N	Constante de velocidade	[-]
ϕ_p	Fluxo por pólo	[Wb]

dt	Derivada em ordem ao tempo continuo	[-]
τ_m	Constante de tempo mecânica	[-]
τ_e	Constante de tempo eléctrica	[-]
P_{mec}	Potência mecânica	[W]
P_{electM}	Potência electromagnética	[W]
P_{pcobre}	Potência – perdas devido ao cobre	[W]
P_{pferro}	Potência – perdas devido ao ferro	[W]
$P_{patrito}$	Potência – perdas devido ao atrito	[W]
P_{pvento}	Potência – perdas devido ao vento	[W]
T	Binário motor	[N.m]
T_c	Binário de carga	[N.m]
J	Momento de inércia	[kg.m ²]
b	Atrito Viscoso	[N.m.s./rad]
λ	Valor do pólo do filtro passa - baixo	[-]

Simbologia da Electrónica de Potência

CA - CC	Rectificador de corrente alternada em corrente contínua	
CA - CA	Conversor de corrente alternada em corrente alternada	
V_{CA}	Tensão em corrente alternada	[V]
V_{CC}	Tensão em corrente continua	[V]
D1, D2	Díodos	[-]
I_1, I_2	Corrente nos Díodos	[A]
I_C	Corrente de carga	[A]
R_C	Resistência de carga	[Ω]
U_{out}	Tensão de saída	[V]
U_{in}	Tensão de entrada	[V]
F	Fase	[V]
N	Neutro	[V]
t_{on}	Tempo em que o sinal está activo	[s]
T1, T4, T3, T2, T6	Tiristores da ponte H	

Simbologia dos Controladores Industriais

T_s	Intervalo de Amostragem	[s]
k_p	Ganho proporcional do controlador PID	
k_i	Ganho integral do controlador PID	
k_d	Ganho derivativo do controlador PID	
T_i	Tempo integral do controlador PID	
T_d	Tempo derivativo do controlador PID	
$a_1 \dots a_n \quad b_1 \dots b_n$	Parâmetros do Modelo ARX	
n_a	Número de pólos do modelo ARX	
n_b	Número de zéros do modelo ARX - 1	
n_d	Número de amostras atrasadas do modelo ARX	
q, q^{-1}	Operador de avanço e atraso: $qy(k) = y(k + 1)$; $q^{-1}y(k) = y(k - 1)$	
θ	Vector de parâmetros do modelo ARX	
$\varphi(k)$	Vector regressor de parâmetros do modelo ARX	
u_{nn}	Sinal de entrada de uma rede neuronal	
y_{nn}	Sinal de saída de uma rede neuronal	
$F(k)$	Saída do filtro do controlador IMC	
c_m	Comando	

Simbologia do Diagnóstico e Controlo Tolerante a Falhas

$X \in R^{n \times m}$	Matriz de dados de um sistema
n, m	Número de linhas e colunas da matriz $X \in R^{n \times m}$
a	Número de componentes principais existentes
$V \in R^{m \times m}$	Matriz composta pelas colunas da matriz $X \in R^{n \times m}$

Notações

ARX	Modelo Auto Regressivo Linear com entrada exógena (Auto Regressive Linear Model with exXogenous input)
FEM	Força electromotriz
FCEM	Força contra electromotriz
FDD	Fault Detection and Diagnosis
FDI	Fault Detection and Isolation
FTC	Fault Tolerant Control
FTCS	Fault Tolerant Control Systems
FTSC	Fault Tolerant Supervisory Control
MSE	Média dos erros quadráticos (Mean of Squared errors)
PC	Componente Principal
PCA	Análise de Componentes Principais
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PWM	Modulação por Largura de Pulso (Pulse Width Modulation)
SG	Ganho Estático

Índice de Matérias

Agradecimentos	vii
Resumo	ix
Abstract.....	x
Símbolos e Notações	xi
Índice	xv
Índice de Figuras	xvii
Índice de Tabelas	xxi
1. Introdução.....	1
1.1 Motivação	2
1.2 Objectivos	3
1.3 Organização da Tese	3
1.4 Contribuições	4
2. Estado da Arte	5
2.1 Máquinas Eléctricas	5
2.2 Motor de Corrente Contínua	7
2.2.1 Princípio de Funcionamento.....	8
2.2.2 Controlo de Velocidade	17
2.2.3 Características Dinâmicas.....	23
2.2.4 Falhas e Avarias típicas na Manutenção de um motor de Corrente Contínua....	26
2.2.5 Conclusões.....	28
2.3 Electrónica de Potência.....	29
2.3.1 Tipos de conversores electrónicos de potência.....	31
2.3.2 Modos de Operação dos Rectificadores	33
2.3.3 Dispositivos Semicondutores de Potência.....	36

2.3.4	Conclusões.....	40
2.4	Controladores Industriais	40
2.4.1	Controlador PID Clássico.....	43
2.4.2	Sintonização Automática de Controladores PID	47
2.4.3	Redes Neurais	50
2.4.4	Arquitecturas de Controlo Neuronal IMC	52
2.5	Detecção, Diagnóstico e Controlo Tolerante a Falhas.....	54
2.5.1	A Importância da Tolerância a Falhas	56
2.5.2	Análise de Componentes Principais (PCA).....	59
3.	Controlo e Diagnóstico de Falhas no Motor DC.....	63
3.1	Electrónica de Accionamento do Motor DC.....	63
3.2	Controladores	78
3.3	Identificação de Sistemas.....	87
3.4	Detecção e Diagnóstico de Falhas	93
4.	Resultados Experimentais	97
4.1	Diagnóstico de Falhas	106
4.2	Teste de falhas com Controlador PI.....	111
4.3	Teste de falhas com Controlador IMC.....	115
4.4	Corrente RMS (Root Mean Square) no rotor.....	119
4.5	Índices de Desempenho dos Controladores sem falhas	120
5.	Conclusões	123
	Bibliografia.....	125
	Anexos.....	131
	Anexo A. Esquemáticos Hardware	131
	Anexo B. Motor de Corrente Contínua.....	135
	Anexo C. Electrónica de Potência	137
	Anexo D. Controladores Industriais	150

Índice de Figuras

Figura 2.1 - Símbolos de um motor e de um gerador de corrente contínua	8
Figura 2.2 - Estator e Rotor do motor de corrente contínua.....	8
Figura 2.3 - Espira paralela ao campo magnético do estator (Santos, 2005)	9
Figura 2.4 - Espira perpendicular ao campo magnético do estator (Santos, 2005)	9
Figura 2.5 - Espira paralela ao campo magnético do estator com os terminais invertidos	10
Figura 2.6 - Espira numa posição intermédia ao campo magnético do estator (Santos, 2005)	10
Figura 2.7 - Representação de motor de corrente contínua com excitação independente.....	11
Figura 2.8 - Tipos de excitação do motor de corrente contínua (Loureiro, 2002).....	11
Figura 2.9 - Curvas de binário dos vários tipos de motores de corrente contínua.....	12
Figura 2.10 - Corte Transversal da máquina de corrente contínua (Loureiro, 2002)	15
Figura 2.11 - Vista do estator e do rotor (Loureiro, 2002)	15
Figura 2.12 - Constituição do motor de corrente contínua (Loureiro, 2002)	15
Figura 2.13 - Zonas de controlo de velocidade	19
Figura 2.14 - Dinâmica Motor com Carga	21
Figura 2.15 - Diagrama de Blocos da Velocidade W (s) em função da Corrente I_a (Ogata, 2000)	23
Figura 2.16 - Diagrama de Blocos do motor CC com excitação independente (Ogata, 2000)	24
Figura 2.17 - Diagrama de Blocos com anel de corrente (Ogata, 2000)	25
Figura 2.18 - Tipos de conversores de potência	31
Figura 2.19 - Circuito para rectificação de meia onda	32
Figura 2.20 - Circuito para rectificação de onda completa.....	32
Figura 2.21 - Ponte rectificadora monofásica de onda completa	34
Figura 2.22 - Disparo de um tiristor com um ângulo de 30 e 90 graus.....	34
Figura 2.23 - PWM com ciclo activo com período t (Pomilio, 2001).....	35
Figura 2.24 - Variação da largura de pulso aplicada a uma carga (Pomilio, 2001)	35
Figura 2.25 - Tempos de comutação de um dispositivo semiconductor (Pomilio, 2001).....	36
Figura 2.26 - Díodo semiconductor.....	37
Figura 2.27 - Díodo de Zener	38
Figura 2.28 - Diodo Fotodíodo	38

Figura 2.29 - Símbolo do Tiristor.....	39
Figura 2.30 - Camadas e junções do Tiristor.....	39
Figura 2.31 - Diagrama de blocos de um Controlador Industrial (Ogata, 2000).....	43
Figura 2.32 - Diagrama de blocos de um controlador PID (Jacquot, 1981).....	44
Figura 2.33 - Diagrama de blocos do controlador PID com saturação (Jacquot, 1981).....	46
Figura 2.34 - Período de oscilação T_u - Método da sensibilidade última.....	48
Figura 2.35 - Curva de reacção pelo Método de Malha aberta Ziegler-Nichols	49
Figura 2.36 - Estrutura de um neurónio artificial (Gil, 2003)	51
Figura 2.37 - Controlador Neuronal Directo (Dias, 2005)	53
Figura 2.38 - Controlador Neuronal Indirecto (Dias, 2005).....	53
Figura 2.39 - Estrutura de um Controlador Neuronal Inverso Directo (Gil, 2003).....	54
Figura 2.40 - Desenvolvimento histórico da evolução FDD (Palma, 2007)	56
Figura 2.41 - Planta dos Métodos para Detecção de Falhas (Palma, 2007)	57
Figura 2.42 - Arquitectura de sistemas FDI baseado em modelos (Palma, 2001)	58
Figura 2.43 - Representação da 1ª e 2ª Componentes Principais	59
Figura 2.44 - Comparação de valores próprios da 1ª e 2ª PC (Jolliffe, 2002).....	60
Figura 3.1 - Circuito de Hardware utilizado no Accionamento do motor DC (Feedback 70-005).....	63
Figura 3.2 - Alimentação do estator	64
Figura 3.3 - Circuito de Excitação Independente do motor DC	64
Figura 3.4 - Arquitectura de Controlo para o motor DC	64
Figura 3.5 - Tensão no Motor DC no Accionamento por PWM (Pomilio, 2001).....	65
Figura 3.6 - Electrónica de Potência Ponte H.....	66
Figura 3.7 - Modos de funcionamento de uma Ponte H.....	67
Figura 3.8 - Diagrama de blocos de um rectificador (CA-CC) (Pomilio, 2001).....	68
Figura 3.9 - Sinal PWM com uma taxa de 50%	68
Figura 3.10 - (A) – PWM a 95 %, (B) – PWM a 50 %, (C) – PWM a 5 %.....	69
Figura 3.11 - Sinal PWM com frequências diferentes.....	69
Figura 3.12 - Modulação de um sinal para um sinal PWM.....	70
Figura 3.13 - Módulo 60-132 (Feedback, 2000a).....	71
Figura 3.14 - Vista de cima do motor DC 63-110 da Feedback (70-005).....	72
Figura 3.15 - Motor DC 63-110.....	72
Figura 3.16 - Vista geral da resistência variável (Feedback, 2000a).....	73
Figura 3.17 - Núcleo magnético da indutância variável (Feedback 67-300).....	74
Figura 3.18 - Vista geral da indutância variável (Feedback 67-300)	75

Figura 3.19 - Módulo 70-220 (Feedback 70-005)	75
Figura 3.20 - Representação esquemática do Software e Hardware utilizado	77
Figura 3.21 - Modelo do circuito eléctrico de um motor de corrente contínua.....	77
Figura 3.22 - Diagrama de Blocos para a sintonização do controlador PI.....	81
Figura 3.23 - Pólo a no plano S	81
Figura 3.24 - Resposta de um sistema de 1ª Ordem a um degrau unitário.....	82
Figura 3.25 - Resposta do sistema em anel aberto para $u = 0.7V$	83
Figura 3.26 - Valor de τ para $u = 0.7V$	83
Figura 3.27 - Root-Locus do sistema	84
Figura 3.28 - Diagrama de blocos do filtro passa-baixo.....	84
Figura 3.29 - Valor do pólo do filtro	85
Figura 3.30 - Estrutura de um controlador IMC (Gil, 2003)	85
Figura 3.31 - Diagrama de blocos para o treino do modelo do processo	86
Figura 3.32 - Diagrama de blocos para treino do controlador IMC	86
Figura 3.33 - Diagrama de blocos de uma estrutura ARX (Gil, 2003)	88
Figura 3.34 - Valores Best Fits - ARX (1 1 1) – ARX (2 1 1)	90
Figura 3.35 - Polinómio do Modelo ARX (1 1 1)	90
Figura 3.36 - Janela deslizante de comprimento d (Palma, 2007).....	91
Figura 3.37 - Rede Neuronal para PCA não linear em modo de execução (Palma, 2007)	94
Figura 3.38 - Diagrama de blocos da Rede Neuronal não linear para implementação PCA....	95
Figura 3.39 - Classificador da Rede Neuronal não linear para implementação do classificador de padrões	95
Figura 3.40 - Arquitectura da rede neuronal para o Classificador.....	96
Figura 4.1 - Tensão de Entrada vs Tensão de Saída em Anel Aberto	98
Figura 4.2 - Valores da indutância variável (módulo 67-300)	99
Figura 4.3 - Gráfico Sensor [V] vs Velocidade [rpm].....	100
Figura 4.4 - Diagrama de blocos para um sistema em anel aberto.....	101
Figura 4.5 - Resposta do sistema em anel aberto	101
Figura 4.6 - Diagrama de blocos para um sistema em anel fechado	102
Figura 4.7 - Resposta do sistema em anel fechado.....	103
Figura 4.8 - Resposta do sistema em Anel Fechado em toda a gama de Referência	103
Figura 4.9 - Motor DC (módulo 63-110) acoplado com motor DC com tacómetro	104
Figura 4.10 - Resposta do sistema com um controlador PI (r – referência (red), u – actuador (green), y – sensor (blue), y_{ii} – corrente (black))	105

Figura 4.11 - Resposta do sistema com um controlador PI (r – referência (red), u – actuador (green), y – sensor (blue), y _{ii} – corrente (black))	106
Figura 4.12 - Curva definida pelos valores do Ganho Estático vs Referência	108
Figura 4.13 - Norma dos Resíduos vs Ordem Polinómio.....	109
Figura 4.14 - Representação das Componentes Principais (PC 1 e PC 2) sem falhas (Palma, 2007)	110
Figura 4.15 - Falha 1 PI (r – referência (red), u – actuador (green), y – sensor (blue), y _{ii} – corrente (black)).....	111
Figura 4.16 - Falha 2 PI (r – referência (red), u – actuador (green), y – sensor (blue), y _{ii} – corrente (black)).....	112
Figura 4.17 - Falha 3 PI (r – referência (red), u – actuador (green), y – sensor (blue), y _{ii} – corrente (black)).....	113
Figura 4.18 - Falha 4 PI (r – referência (red), u – actuador (green), y – sensor (blue), y _{ii} – corrente (black)).....	114
Figura 4.19 - Valores das Componentes Principais Controlador PI.....	115
Figura 4.20 - Falha 1 IMC (r – referência (red), u – actuador (green), y – sensor (blue), y _{ii} – corrente (black)).....	116
Figura 4.21 - Falha 2 IMC (r – referência (red), u – actuador (green), y – sensor (blue), y _{ii} – corrente (black)).....	117
Figura 4.22 - Falha 5 IMC (r – referência (red), u – actuador (green), y – sensor (blue), y _{ii} – corrente (black)).....	118
Figura 4.23 - Valores das Componentes Principais Controlador IMC.....	119
Figura 4.24 - Ilustração dos Parâmetros usados no cálculo do MSE- Controlador PI	121
Figura 4.25 - Ilustração dos Parâmetros usados no cálculo do MSE- Controlador IMC	122
Figura 4.26 - Valores MSE Controlador PI (magenta), Controlador IMC (cyan).....	122

Índice de Tabelas

Tabela 1 - Comparação de motores eléctricos.....	6
Tabela 2 - Comparação dos vários tipos de motores de corrente contínua (Ornelas, 2000)	12
Tabela 3 - Quantidade de elementos semicondutores na rectificação	33
Tabela 4 - Conversões Electromecânicas	37
Tabela 5 - Tabela de Ziegler-Nichols para o método da malha fechada	48
Tabela 6 - Calibração automática pelo método de Ziegler-Nichols (Astrom, 1995)	49
Tabela 7 - Funções de Activação de uma rede neuronal (Gil, 2003)	52
Tabela 8 - Ganhos do controlador PID Digital.....	78
Tabela 9 - Valores da Indutância.....	99
Tabela 10 - Valores medidos da velocidade e do sensor.....	100
Tabela 11 - Parâmetros usados Controlador PI	105
Tabela 12 - Tipos de falhas introduzidas.....	107
Tabela 13 - Valores Referência vs Ganho Estático	108
Tabela 14 - Média do valor da Corrente Eficaz.....	120
Tabela 15 - Valor da Corrente no estator	120
Tabela 16 - Comparativo de Tirístores	149
Tabela 17 - Calibração automática de vários fabricantes de controladores PID	151

1. Introdução

Actualmente, a necessidade de se desenvolverem mecanismos que permitam o uso eficiente e controlado da energia eléctrica por parte das máquinas eléctricas é da maior importância. Uma vez que o uso de energias alternativas está cada vez mais em foco e como as máquinas eléctricas fazem parte do quotidiano da humanidade, estando presentes nas mais variadas aplicações como a indústria, comércio, agricultura, lares habitacionais, entre outras, as máquinas eléctricas são as principais consumidoras da energia eléctrica consumida em todo o mundo.

Assim o estudo das máquinas eléctricas é essencial para a obtenção de mecanismos que permitam que estas sejam mais eficientes, de modo a serem mais eficazes e economicamente mais viáveis. Torna-se assim vital o aperfeiçoamento e melhoramento do rendimento das máquinas eléctricas no mundo actual, sustentado pela energia eléctrica.

É neste contexto que o desenvolvimento da electrónica de potência no accionamento das máquinas eléctricas entrou em grande expansão. A electrónica de potência combina três grandes áreas fundamentais, presentes nos sistemas eléctricos e electrónicos, a potência, a electrónica e o controlo. Assim a potência está presente em equipamentos rotativos e estáticos onde acontece a geração, transmissão e distribuição da energia eléctrica, a electrónica trata dos dispositivos e circuitos de Hardware para o processamento de sinais que permitam alcançar os objectivos de controlo desejados e por fim o controlo trata das características dinâmicas e do regime permanente dos sistemas em malha fechada.

Pode-se então definir a electrónica de potência como uma área multidisciplinar que trata da conversão estática da energia eléctrica, de forma a controlar o fluxo de potência com alta eficiência e qualidade. A conversão estática refere-se à utilização dos dispositivos electrónicos semicondutores de potência tais como: díodos, tirístores, transístores, etc.

Estes dispositivos são bastantes utilizados como comutadores e permitem que a perda de energia na comutação seja muita baixa enquanto que a velocidade de comutação é muito elevada.

Presentemente a electrónica de potência está em grande expansão e conjugada com o desenvolvimento de microprocessadores/microcontroladores conseguiu-se criar dispositivos muito eficazes no controlo e comando da energia eléctrica.

Nas últimas quatro décadas do século XX, desenvolveram-se técnicas de controlo convencional cujo principal objectivo de projecto era garantir a estabilidade e um desempenho adequado do sistema, assumindo que todos os componentes do sistema funcionariam normalmente.

Para garantir que estes objectivos seriam cumpridos em cenários que apresentassem falhas em sensores, em actuadores ou em componentes do sistema, o projecto de sistemas de controlo deve ter em consideração metodologias que permitam acrescentar a tolerância a falhas passiva ou activa aos sistemas de controlo convencionais.

As consequências das falhas nos sistemas podem interferir em várias áreas nas quais se destacam o impacto ambiental e as perdas económicas.

Deste modo, o desenvolvimento de sistemas de controlo tolerante a falhas tem atraído a atenção de um número cada vez maior de investigadores e de responsáveis por sistemas onde esses aspectos são de grande relevância.

1.1 Motivação

Presentemente a crescente evolução tecnológica aliada à necessidade de se obter o melhor rendimento possível em consonância com o desempenho, consumo e eficiência energética, é da maior importância, devido ao facto do consumo da energia eléctrica estar constantemente a aumentar. Esta tendência é particularmente acentuada em países fortemente dependentes do petróleo. Um dos aspectos que desperta o interesse na problemática da eficiência energética é o facto de cerca de 50% do total de energia produzida nos países industrializados ser consumida por motores eléctricos (Almeida, 2001).

Os motores eléctricos foram desenvolvidos no fim do século XIX e até à década de 1950 sofreram muito poucos avanços tecnológicos, mas com a grande expansão da electrónica de potência, do controlo e da introdução de algoritmos de detecção e diagnóstico de falhas, o rendimento dos motores eléctricos é cada vez mais elevado, alcançando assim níveis de eficiência e produtividade até aqui impossíveis. Existem actualmente por parte do sector dos transportes um grande progresso na introdução de motores eléctricos nos veículos terrestres, como forma de combater a subida do preço do petróleo e a redução de gases de efeito de estufa.

Deste modo devido ao uso dos motores eléctricos estar difundido em qualquer sector da sociedade, o seu estudo merece ser realizado para se obter cada vez mais processos que levem à sua optimização com um custo energético e de aquisição cada vez mais acessível.

1.2 Objectivos

Os principais objectivos desta dissertação são descritos seguidamente.

Em primeiro lugar tinha-se como objectivo montar um equipamento para teste de algoritmos de controlo e diagnóstico de falhas em motores DC.

O segundo objectivo consistia no desenvolvimento, análise e desempenho de controladores para o accionamento de um motor DC.

Como último objectivo estabelece-se a implementação e análise de metodologias de detecção e diagnóstico de falhas.

1.3 Organização da Tese

Este trabalho de dissertação de Mestrado encontra-se estruturado em 5 capítulos e uma secção de anexos.

No capítulo 1 são apresentadas as motivações, os principais objectivos, a organização da tese e por fim as contribuições.

No capítulo 2 é abordado o estado da arte em relação às metodologias de controlo do motor DC e diagnóstico de falhas envolvidas na elaboração desta dissertação.

No capítulo 3 são descritas as metodologias de accionamento do motor DC, controlo e diagnóstico de falhas desenvolvidas na dissertação.

No capítulo 4 são apresentados e analisados os resultados experimentais.

Por fim, no capítulo 5 são apresentadas conclusões e referidos apontadores para investigação futura.

1.4 Contribuições

As contribuições desta dissertação são as seguintes:

- a) Integração de alguns módulos de Hardware com os módulos 63-110 (Motor DC) e 70-220 (Electrónica de Potência) respeitantes ao equipamento da Feedback.
- b) Análise comparativa de desempenho entre o controlador PI linear e o controlador IMC (Internal Model Control) neuronal não linear.
- c) Análise de desempenho de algoritmos de detecção e diagnóstico de falhas (introduzidas por Software e Hardware) baseados em identificação de sistemas (ARX) e em análise em Componentes Principais.

2. Estado da Arte

2.1 Máquinas Eléctricas

As máquinas eléctricas permitem a transformação da energia mecânica em energia eléctrica ou vice-versa.

Estas são classificadas quanto ao seu modo de funcionamento, que no caso de trabalharem como motor, transformam a energia eléctrica em energia mecânica, caso funcionem como gerador, transformam a energia mecânica em eléctrica.

As máquinas eléctricas são constituídas por dois elementos fundamentais o estator, que é a parte fixa da máquina, e o rotor que é a parte móvel da máquina.

É muito usual chamar-se ao estator o indutor, e ao rotor o induzido para representar a causa e o efeito, respectivamente, de um motor ou de um gerador (Alves, 2003).

No caso de um gerador como é o movimento de rotação do rotor, que vai provocar o aparecimento de uma força electromotriz no estator, chama-se ao estator o induzido e ao rotor o indutor.

No caso de um motor a aplicação de uma força electromotriz no rotor, devido ao campo magnético B do estator vai provocar um binário no rotor que irá provocar a rotação deste.

Quando as máquinas eléctricas transformam a energia eléctrica em energia mecânica, desperdiçam entre 5% a 20% da energia eléctrica. De forma a compensar este desperdício de energia, a utilização de uma forma eficiente dos motores eléctricos é fundamental nos dias que correm. A eficiência tem como objectivo permitir um melhor aproveitamento da energia eléctrica conseguindo-se assim melhores desempenhos, tanto a nível energético como económico. As principais causas para a baixa eficiência das máquinas eléctricas são: o dimensionamento, o custo da reparação, a fraca eficácia do acoplamento motor/carga e o uso de motores de baixo rendimento. No dimensionamento de motores eléctricos, estes são projectados para trabalhar entre 75% a 100% da sua carga nominal. No caso de a carga estar abaixo do valor mínimo especificado, o motor não apresenta esforço no accionamento da carga, no entanto o consumo de energia é proporcionalmente maior, uma vez que o motor não está a funcionar no seu regime nominal, que em alguns casos pode chegar a 100 vezes o seu custo inicial de aquisição (Americo, 2003).

Na Tabela 1 mostra-se uma análise comparativa entre um motor de baixo rendimento com um de alto rendimento (Simone, 2000).

Tabela 1 - Comparação de motores eléctricos

Parâmetros	Motor de Baixo Rendimento	Motor de Alto Rendimento	Características
Quantidade de cobre ou alumínio	Menor	Maior	Reduz perdas nos enrolamentos do estator e do rotor.
Espessura das chapas magnéticas	Maior	Menor	Reduz perdas magnéticas.
Enrolamento	Camada simples	Camada Dupla	Melhor dissipação de calor gerado internamente.
Qualidade da chapa magnética (permeabilidade ao fluxo magnético)	Baixa permeabilidade (altas perdas)	Alta permeabilidade (baixas perdas)	-
Rotor	Sem tratamento	Tratado termicamente	Reduz perdas suplementares no ferro do rotor.
Ventilador	Normal	Otimizado	Contribui para a redução das perdas.
Rendimento	-	Redução de até 40% nas perdas	A diferença de rendimento é de 7% em motores de menor potência e 1.5% nos de maior potência.
Custo	-	Até 30% a mais	O tempo de retorno do investimento pode se dar num ano de uso do motor.
Aquecimento	Maior	Menor	-
Vida Útil	Menor	Maior	Utilizam-se ferramentas de maior precisão onde as tolerâncias de fabricação podem ser reduzidas, diminuindo imperfeições, resultando em menor ruído e vibrações.
Corrente de arranque	Menor	Maior	-

Quando um motor eléctrico necessita de reparação, embora o custo da reparação do motor seja menor que a aquisição de um motor novo, a reparação de um motor leva a uma quebra do rendimento do motor, devido às características eléctricas, magnéticas e mecânicas que são alteradas no processo de reparação.

Em relação ao acoplamento entre o motor e a carga, o acoplamento é responsável pela transmissão da potência do motor para a carga. Existem vários tipos de acoplamento, sendo que a sua especificação depende, de entre outros factores, da velocidade, potência, posição relativa entre os eixos e das características da carga accionada. A uma especificação inadequada pode levar a uma operação ineficiente do motor, levando a uma quebra no rendimento.

Por fim os motores de baixo rendimento são normalmente antigos e foram projectados tendo em consideração unicamente o seu custo inicial, não tendo em conta o custo operacional.

2.2 Motor de Corrente Contínua

Uma máquina diz-se de corrente contínua quando as tensões e correntes aos seus terminais são unidireccionais.

As máquinas de corrente contínua foram as primeiras a serem utilizadas nos accionamentos eléctricos devido à sua construção e simplicidade com que o faziam (Crowder 1995).

Ao longo dos tempos a constante exigência e aperfeiçoamento nos métodos de produção, tem levado a um grande crescimento da tecnologia onde se torna necessário ter um grande controlo sobre todos os processos envolvidos. No motor de corrente contínua é possível variar a sua velocidade, característica muito importante em algumas aplicações. Inicialmente as variações de velocidade eram feitas mediante o uso de sistemas mecânicos, como caixas de engrenagens, correias e polias, mas estes sistemas limitavam os processos bem como as próprias máquinas.

Depois, apareceram aplicações onde o controlo da velocidade era feito mediante o uso de motores de indução (gaiola de esquilo) e acoplamentos magnéticos. Esta aplicação mostrou-se pouco eficiente uma vez que apresenta baixo rendimento, devido às perdas eléctricas do acoplamento, e um fraco controlo de velocidade, devido às características das próprias máquinas.

Assim os motores de corrente contínua apareceram devido ao facto de a corrente contínua ter sido primeiro descoberta que a corrente alternada, sendo por isso mesmo que o primeiro controlo de velocidade foi feito nos motores eléctricos de corrente contínua.

Estes motores através da regulação da tensão do rotor conseguem controlar a velocidade do motor de uma forma eficiente, apresentando um binário praticamente constante.

Contudo com a evolução da electrónica de potência, os motores de corrente contínua passaram a usar elementos semicondutores de potência conseguindo-se obter fontes de tensão contínua em fontes de tensão contínua variável.

Assim, em aplicações onde a variação da velocidade é de grande importância o motor de corrente contínua ainda é muito utilizado em algumas aplicações específicas, permitindo regular a velocidade de uma forma eficaz garantindo-se assim um elevado desempenho e flexibilidade nas mais variadas situações.

Nos esquemas eléctricos, as máquinas de corrente contínua são representadas por símbolos normalizados como se indica nas figuras 2.1 e 2.2 (Loureiro, 2002).



Figura 2.1 - Símbolos de um motor e de um gerador de corrente contínua

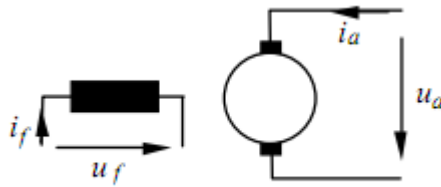


Figura 2.2 - Estator e Rotor do motor de corrente contínua

Como se pode observar na figura 2.2 um motor DC é constituído por 2 enrolamentos. O enrolamento do estator de um motor DC tem como função criar um campo magnético intenso que vai interagir com o campo magnético do rotor provocando assim a rotação do rotor onde a energia eléctrica é convertida em mecânica.

2.2.1 Princípio de Funcionamento

Quando uma corrente eléctrica que varia no tempo percorre uma bobina formada por “N” espiras, o fluxo magnético Φ_p também varia surgindo assim uma força electromotriz induzida E. A Lei que define o conceito da auto-indução é chamada de Lei de indução de Faraday (Alves, 2003). A força electromotriz E (F.E.M) vem definida pela equação 2.1.

$$E = -N \frac{d\Phi_p}{dt} \quad \text{Eq. 2.1}$$

Também está associada à Lei de indução de Faraday a Lei de Lenz que afirma que, “a força electromotriz induzida num circuito tem uma polaridade tal que a corrente que ela produz tem um campo magnético associado que se opõe às variações de fluxo que lhe deram origem” (Nasar, 1984).

Como esta força electromotriz é induzida de modo a opor-se à corrente que percorre a bobina, denomina-se esta força como força contra-electromotriz (F.C.E.M.).

Esta corrente designa-se por corrente induzida e cria o seu próprio campo magnético, e pela Lei de lenz deve contrariar a causa que lhe deu origem.

O motor de corrente contínua é constituído por três componentes fundamentais: o campo da armadura (rotor), o campo do estator e o comutador.

Todas as três componentes principais possuem um elemento em comum, a espira. As espiras são constituídas por um metal bom condutor de corrente eléctrica, o cobre.

De seguida é feita uma análise das quatro posições que a espira da armadura vai ter, ao percorrer uma rotação completa. Na primeira posição verificamos que a espira da armadura está paralela ao campo magnético do estator que é alimentado pelo comutador. Como a espira é percorrida por uma corrente eléctrica vai haver à sua volta um campo magnético. Este campo magnético vai reagir com o campo magnético do estator e assim vai-se iniciar o movimento da bobina. Na figura 2.3 está representado a espira na primeira posição.

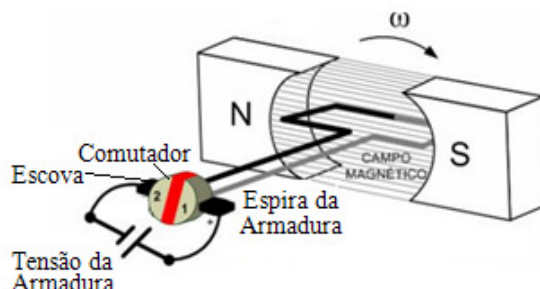


Figura 2.3 - Espira paralela ao campo magnético do estator (Santos, 2005)

Na segunda posição verifica-se que a espira rodou 90° , estando agora perpendicular ao campo magnético do estator, logo o binário produzido será nulo, pois a direcção das forças passa pelo centro de rotação. Apesar de o binário ser nulo a espira continua a rodar, devido ao binário exercido sobre esta no momento do arranque. Na figura 2.4 está representado a espira na segunda posição.

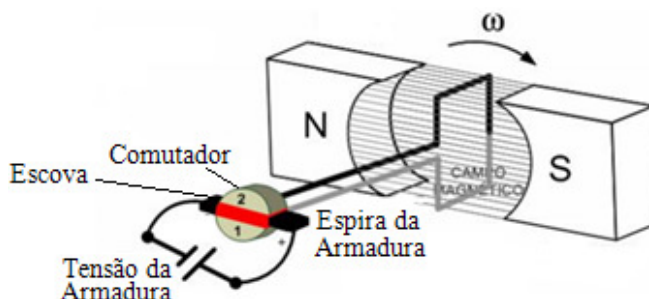


Figura 2.4 - Espira perpendicular ao campo magnético do estator (Santos, 2005)

Na terceira posição verifica-se que esta atingiu a mesma posição que tinha inicialmente, mudando apenas a polaridade da tensão aplicada à espira. Este facto deve-se exclusivamente

ao comutador que permite que a espira continue a rodar no mesmo sentido mesmo que a polaridade seja invertida, mantendo a corrente a circular sempre no mesmo sentido.

Na figura 2.5 observa-se que os terminais da espira estão invertidos, permitindo assim que o sentido da rotação da espira se mantenha.

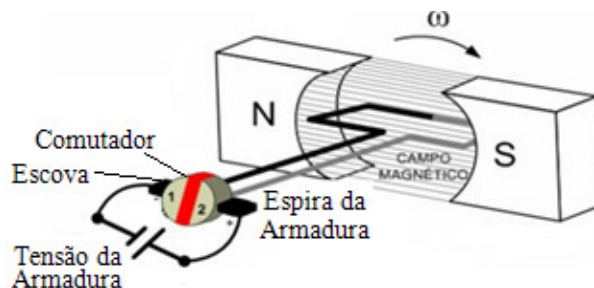


Figura 2.5 - Espira paralela ao campo magnético do estator com os terminais invertidos

(Santos, 2005)

Por fim a figura 2.6 representa a posição quatro. Verifica-se que a espira encontra-se numa posição intermediária, muito próxima da linha neutra onde a interacção de campos é nula. Com esta situação pretende-se mostrar que existe interacção entre o campo magnético da espira e do estator em quase toda a sua rotação, somente não existe interacção quando a espira se encontra perpendicularmente às linhas de força do campo magnético do estator.

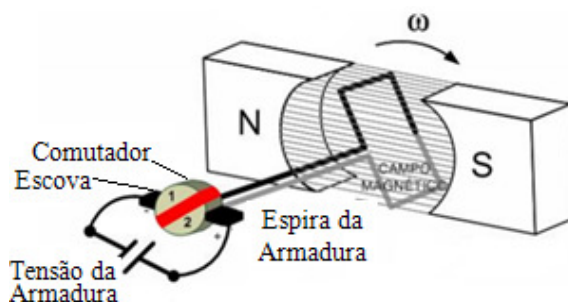


Figura 2.6 - Espira numa posição intermédia ao campo magnético do estator (Santos, 2005)

As máquinas de corrente contínua são máquinas bastante versáteis uma vez que possuem uma grande variedade de características de funcionamento (tensão/corrente; velocidade/binário) que podem ser obtidas através de diferentes formas de excitação dos enrolamentos de campo do estator. Os enrolamentos de campo podem ser excitados independentemente, por uma fonte externa DC ou auto-excitados, através da conexão do enrolamento de campo em série ou em paralelo com a armadura conforme a figura 2.8.

Nesta dissertação foi utilizado a excitação independente. Quando a máquina eléctrica funciona como motor, este é alimentado por duas fontes de energia independentes. No caso de funcionar como gerador, o rotor é alimentado por uma fonte de energia independente, não se utilizando a tensão fornecida pela máquina. Este tipo de excitação é indicado em situações onde o controlo de velocidade de processos industriais necessite de uma grande gama de velocidades (Simone, 2000).

A figura 2.7 mostra a máquina de excitação separada ou independente.

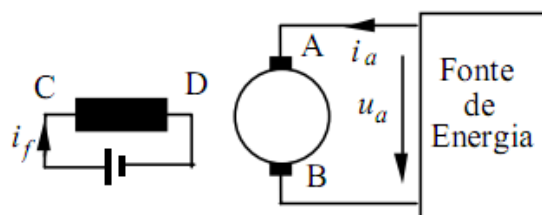


Figura 2.7 - Representação de motor de corrente contínua com excitação independente

(Loureiro, 2002)

Na figura 2.8 representa-se os outros tipos de excitação existentes para o motor DC.

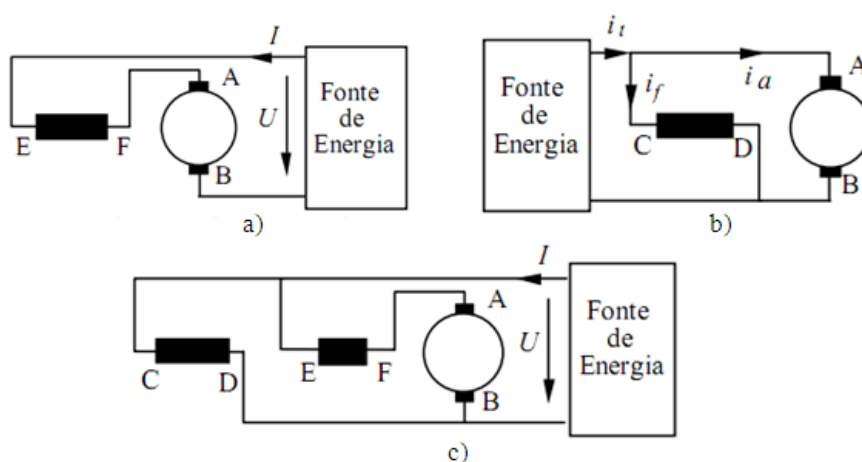


Figura 2.8 - Tipos de excitação do motor de corrente contínua (Loureiro, 2002)

Na figura 2.8 temos a representação de um motor DC com excitação em série (a), um motor DC com excitação em paralelo (b) e por fim um motor DC com excitação composta (c).

Comparação dos motores de corrente contínua

Através da Tabela 2 verificam-se as características dos vários tipos de motores de corrente contínua.

Tabela 2 - Comparação dos vários tipos de motores de corrente contínua (Ornelas, 2000)

Tipo de Motor	Binário de Arranque	Velocidade	Utilização
Série	Elevado	Variável (emba em vazio)	Tracção mecânica e elevadores
Paralelo	Baixo	Constante	Máquinas - ferramentas
Excitação independente	Baixo	Variável	Conjuntos Ward-Leonard, Sistemas actuadores especiais
Composto adicional	Elevado	Pouco variável	Elevadores
Composto diferencial	Baixo	Constante	Máquinas - ferramentas, máquinas de costura

A figura 2.9 mostra as curvas de binário dos vários tipos de motores de corrente contínua.

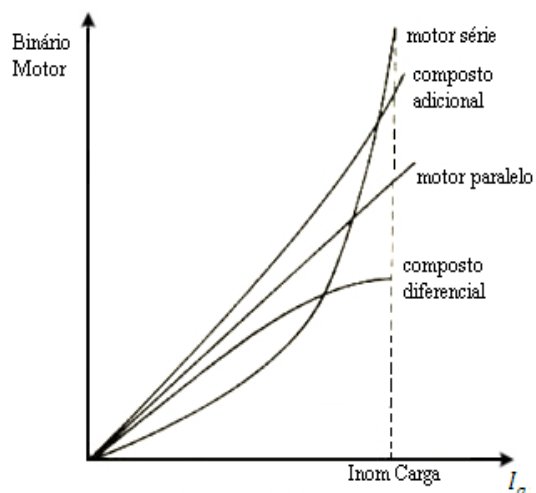


Figura 2.9 - Curvas de binário dos vários tipos de motores de corrente contínua

(Ornelas, 2000)

Analisando a figura 2.9 verificamos que o motor série é o que apresenta melhor binário para uma dada corrente nominal de carga.

O motor de corrente contínua é constituído por dois circuitos, o campo do estator e o do rotor. O estator é a parte fixa do motor composto por uma estrutura ferromagnética com pólos

salientes aos quais são introduzidos os enrolamentos (pólos) formando assim um campo magnético. Este campo magnético tem como objectivo magnetizar os pólos da armadura (rotor), criando assim um fluxo magnético no entreferro, entre o estator e o rotor. O rotor é a parte girante do motor, é normalmente um electroímã constituído de núcleo de ferro que contém enrolamentos à sua superfície, que quando alimentados por corrente contínua, vão fazer circular uma corrente proporcional ao binário desenvolvido pelo motor e surgirá um par de forças perpendicular aos enrolamentos e ao campo magnético, descrito pela Lei da força de Lorentz. Do somatório de todos os pares de forças actuantes sobre todos os condutores do rotor irá se formar um binário de forças electromagnéticas responsável pelo movimento de rotação do motor. Contudo a interacção dos dois campos magnéticos vai criar uma região de saturação.

Assim para atenuar este efeito colocam-se enrolamentos de compensação na periferia das peças polares. Estes enrolamentos são colocados em série com os enrolamentos da armadura e quando são percorridos pela corrente da armadura criam um campo magnético perpendicular ao do indutor, de maneira a neutralizar a reacção do campo magnético do induzido com o do indutor. Apesar disto, o acréscimo dos enrolamentos de compensação faz aumentar a resistência eléctrica do induzido, logo este terá maiores perdas, mas por outro lado permitem reduzir o campo magnético criado pelo induzido, tornando assim a sua auto-indução mais reduzida.

O Estator é composto pelos seguintes elementos:

- a) Carcaça - é uma estrutura normalmente cilíndrica de aço, ferro fundido ou laminado, servindo como suporte do rotor e dos pólos e permite que o fluxo retorne para o circuito magnético criado pelos enrolamentos de campo.
- b) Pólos indutores ou Pólos principais - criam o fluxo magnético no estator (o seu número é designado por $2p$).
- c) Enrolamentos de excitação - são formados por bobinas. Criam um campo magnético nos pólos indutores.
- d) Pólos auxiliares ou de comutação - são constituídos por um núcleo em chapa magnética e por um enrolamento que se liga em série com o enrolamento do rotor. São colocados entre os pólos principais e alinhados com as escovas, de maneira a que ao serem atravessados pela corrente do induzido, induzem nas secções em comutação f.e.m. de modo a diminuir a

ocorrência de faíscas entre as escovas e o comutador, que são mais intensas quanto maior for a velocidade do motor.

- e) Enrolamentos de Compensação - são colocados nas ranhuras na superfície dos pólos indutores. Têm como função eliminar os efeitos do campo do rotor e melhorar a comutação. São usados em máquinas de grande potência ($> 150 \text{ KW}$), pois encarecem a máquina.
- f) Conjunto Porta - Escovas e Escovas – o porta-escovas é a estrutura mecânica que aloja as escovas. As escovas são feitas de carvão e grafite, materiais condutores. Deslizam sobre o comutador quando este roda, pois são pressionadas por molas contra a superfície deste e são responsáveis pelo contacto eléctrico da parte fixa do motor com a parte girante, estator e rotor respectivamente.

O rotor é composto pelos seguintes elementos:

- a) Eixo da Armadura – é responsável pela transmissão de energia mecânica para o exterior do motor, pelo suporte dos elementos internos do rotor e pela fixação ao estator, por intermédios de rolamentos.
- b) Núcleo da Armadura – é composto por lâminas de ferro e silício, isoladas umas das outras, com ranhuras axiais na periferia para a colocação dos enrolamentos da armadura.
- c) Enrolamentos da Armadura – são bobinas isoladas entre si, colocadas nas ranhuras axiais e depois ligadas ao comutador.
- d) Comutador (colector) – consiste num anel de segmentos de cobre isolados, ligado às bobinas do enrolamento da armadura. A cada segmento vai ligar uma entrada da bobina do rotor e a saída da bobina anterior. Tem como função garantir que o sentido da corrente nunca se altere, mantendo o rotor sempre com o mesmo sentido de rotação.

Nas figuras 2.10, 2.11 e 2.12 representam-se as partes constituintes do motor de corrente contínua.

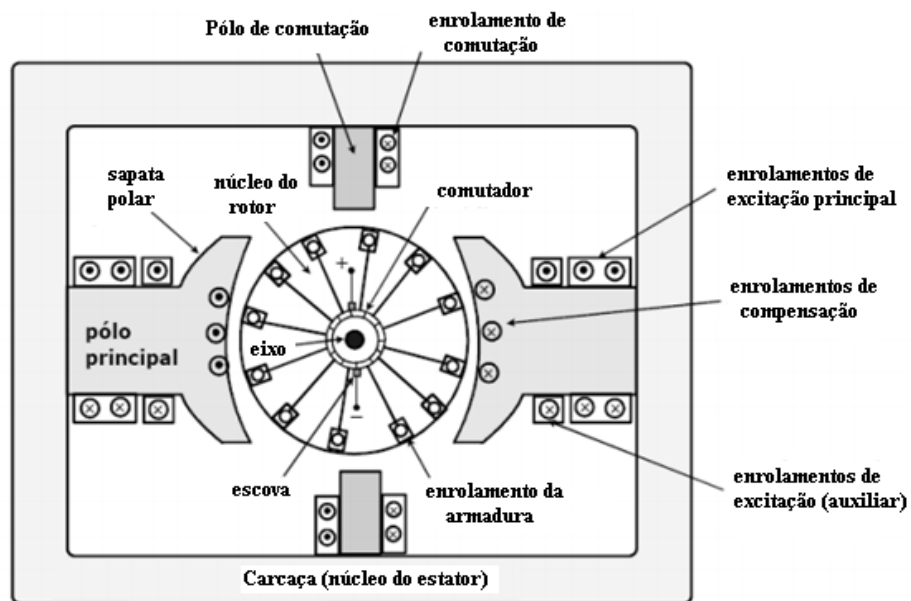


Figura 2.10 - Corte Transversal da máquina de corrente contínua (Loureiro, 2002)

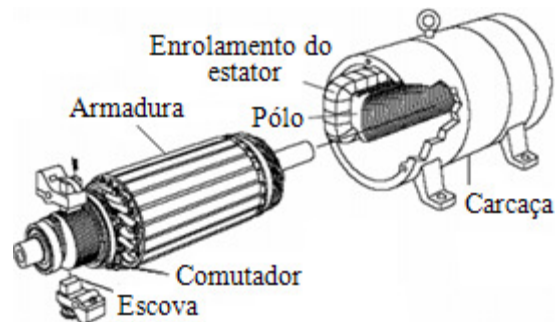


Figura 2.11 - Vista do estator e do rotor (Loureiro, 2002)

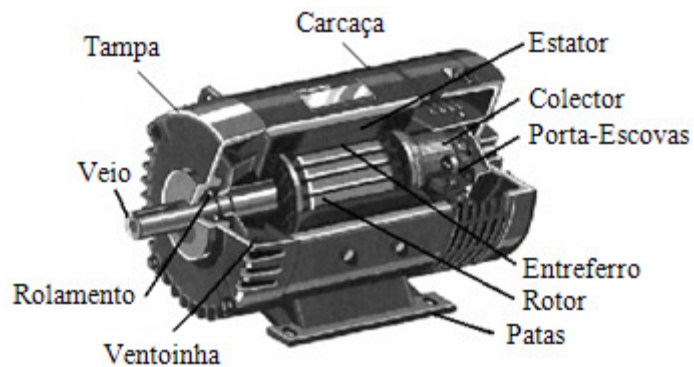


Figura 2.12 - Constituição do motor de corrente contínua (Loureiro, 2002)

Um condutor com uma velocidade de “n” rpm no meio de um campo magnético criado por p pólos, onde cada pólo produz um fluxo ϕ_p terá um fluxo induzido que ao cortar as linhas de fluxo magnético por segundo fornecerá uma Força Electromotriz E induzida de acordo com a equação 2.2 (Nasar, 1984).

$$E = \frac{p \phi_p n}{60} \quad \text{Eq. 2.2}$$

Se na armadura existirem z condutores, conectados em ‘a’ caminhos paralelos, o número efetivo de condutores é z/a . Então a Força Electromotriz E total na armadura vem definida pela equação 2.3.

$$E = \frac{p \phi_p n z}{60 a} = \frac{zp}{2\pi a} \phi_p \times w_m \quad \text{Eq. 2.3}$$

Como $w_m = \frac{2\pi n}{60}$ (rad/s), então podemos reescrever a equação 2.3 e obter uma nova expressão para a Força Electromotriz E :

$$E = k_a \phi_p w_m \quad \text{Eq. 2.4}$$

Onde $k_a = \frac{zp}{2\pi a}$ é uma constante adimensional. Se não houver saturação magnética (circuito linear) o fluxo por pólo ϕ_p é definido pela equação 2.5.

$$\phi_p = k_f i_f \quad \text{Eq. 2.5}$$

Onde i_f é a corrente de campo e k_f uma constante de proporcionalidade.

A equação da Força Electromotriz E definida pela equação 2.4 pode ser ainda reescrita da seguinte forma:

$$E = k i_f w_m \quad \text{Eq. 2.6}$$

Onde $k = k_f k_a$.

2.2.2 Controlo de Velocidade

Para determinar o modo como a velocidade do motor responde à mudança de tensão aplicada aos terminais da armadura, utilizaremos as relações propostas por Nasar (1984) e Toro (1990). A equação que define a tensão aos terminais de um motor de corrente contínua é definida pela equação 2.7.

$$U = E + I_a R_a \quad \text{Eq. 2.7}$$

A partir da equação 2.6 e considerando a corrente de campo I_f constante, chega-se à equação 2.8:

$$E = K_N \omega_m \quad \text{Eq. 2.8}$$

Onde K_N é uma constante de velocidade.

A partir das equações 2.4 e 2.7 obtém-se a equação 2.9, que define a velocidade do motor de corrente contínua:

$$U = E + I_a R_a \Leftrightarrow U = K \Phi_P N + I_a R_a \Leftrightarrow N = \frac{U - I_a R_a}{K \Phi_P} \quad \text{Eq. 2.9}$$

Os motores de corrente contínua são muito usados normalmente em aplicações industriais onde é necessário ter um grande controlo na velocidade.

Assim partindo da equação 2.9, verifica-se que para uma corrente do rotor I_a , onde existe uma determinada carga mecânica e uma excitação Φ_P nos enrolamentos do estator, a velocidade de rotação N do motor depende de três variáveis fundamentais para um motor de corrente contínua a tensão aos seus terminais U , a resistência do rotor R_a e por fim o fluxo de excitação Φ_P referente ao estator.

Destas três variáveis resultam três métodos possíveis para o controlo da velocidade de um motor de corrente contínua.

A velocidade de um motor de corrente contínua pode ser controlada a partir de três métodos. O primeiro método consiste na introdução de um reóstato R em série com a resistência R_a do rotor (armadura), de forma a aumentar a resistência deste. Assim a velocidade diminui proporcionalmente à queda de tensão do induzido $(R_a + R)I_a$ de acordo com a equação 2.9.

Este método tem o inconveniente de desperdiçar uma grande quantidade de energia resultante das perdas do reóstato inserido e do correspondente aumento da temperatura provocado por este. Contudo é um método de simples aplicação e ainda é muito utilizado actualmente. O segundo método consiste em actuar no fluxo por pólo Φ_p .

Coloca-se um reóstato R_f em série com o enrolamento de excitação do estator, que irá provocar uma diminuição na corrente do rotor e por consequência uma redução do fluxo de excitação Φ_p . Então uma diminuição do fluxo de excitação Φ_p , vai originar um aumento da velocidade, segundo a equação 2.9.

No entanto este método tem como desvantagem não permitir regular a velocidade para uma gama de variação larga, mas tem como vantagem a aplicação em situações onde é utilizado velocidades elevadas, uma vez que a regulação da velocidade por variação do fluxo Φ_p é um método simples e económico, pois a potência consumida por efeito de joule no reóstato R_f é muito baixa. Como ultimo método podemos actuar na tensão de alimentação U da armadura.

No motor de excitação independente se o fluxo de excitação Φ_p se mantiver constante e se o termo $R_a I_a$ for desprezado face ao valor da tensão de alimentação U , e supondo que a corrente I_f do estator é constante podemos concluir que a velocidade é proporcional à tensão de alimentação U de acordo com a equação 2.9, que define a velocidade do motor de corrente continua, chega-se à equação 2.10.

$$N \cong \frac{U}{K\Phi_p} \cong \frac{U}{KI_f} \cong \frac{U}{K} \quad \text{Eq. 2.10}$$

Assim, verifica-se pela equação 2.10 que a velocidade varia com a variação da tensão de alimentação U .

Este método necessita de uma fonte de tensão contínua de amplitude variável para poder ser aplicado ao rotor.

A figura 2.13 representa os três métodos em função da velocidade N . Verifica-se que as grandezas, tensão U , corrente I_a e o fluxo Φ_p não podem ultrapassar valores máximos estabelecidos no dimensionamento do motor.

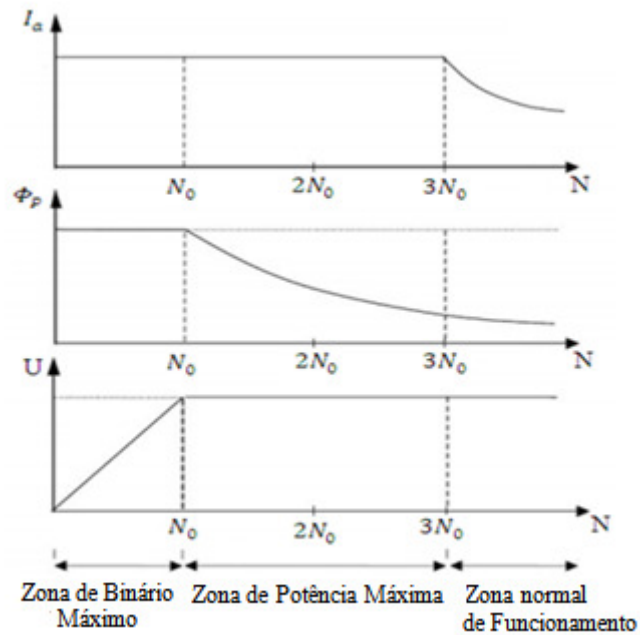


Figura 2.13 - Zonas de controlo de velocidade

Analisando a figura 2.13, constata-se que na Zona de Binário Máximo a velocidade é baixa e o fluxo de excitação Φ_p mantém-se constante. A velocidade é controlada actuando na tensão de alimentação U e por conseguinte na fonte que alimenta o rotor. Como a corrente de excitação I_a constante, a velocidade é aproximadamente proporcional à tensão U .

Como o fluxo de excitação Φ_p se encontra no valor máximo e a corrente do rotor I_a , que depende da carga mecânica, pode atingir o seu valor máximo (normalmente o seu valor nominal), o binário máximo está disponível. Por sua vez, a potência aplicada ao veio do motor é menor do que a potência nominal, uma vez que a máquina encontra-se alimentada com uma tensão mais baixa do que a tensão nominal. A potência depende da velocidade que se deseja pois esta determina a tensão que se aplica ao rotor.

Em síntese na zona de Binário Máximo o fluxo de excitação Φ_p é constante e a velocidade é regulada actuando na tensão de alimentação U . A variação da tensão de alimentação U com a velocidade N é uma recta, uma vez que estas duas grandezas são proporcionais.

Na zona de Potência Máxima mantém-se a tensão no rotor constante com o seu valor máximo e o fluxo de excitação Φ_p vai diminuindo. A potência nominal da máquina está assim disponível, porque a corrente pode atingir o valor máximo e a tensão de alimentação U é sempre igual ao valor máximo. O binário disponível está agora limitado pela limitação do fluxo de excitação Φ_p .

Em síntese a tensão do induzido é mantida no seu valor máximo e a velocidade N é regulada actuando no fluxo de excitação Φ_p . Obtém-se assim uma função hiperbólica porque a velocidade N é inversamente proporcional ao fluxo de excitação.

Por fim na Zona de Funcionamento Série verifica-se que quando a velocidade é muito elevada, na ordem de $3N_0$ (três vezes a velocidade de rotação inicial N_0), o fluxo de excitação Φ_p diminui e surgem problemas de comutação devido a correntes elevadas, pelo facto da reacção magnética do induzido provocar uma deformação na distribuição da tensão nas lâminas do colecter. A partir do valor de $3N_0$ a corrente no induzido também diminui.

A potência da máquina fica assim reduzida de um modo proporcional ao valor de que se reduziu a tensão de alimentação U ou da velocidade N .

O binário de um motor pode ser obtido através das equações 2.11 e 2.12.

Seja a equação da potência mecânica definida pela equação 2.11.

$$P_{\text{mec}} = W T \quad \text{Eq. 2.11}$$

W é referente à velocidade do motor em rad/s e T é referente ao binário do motor em N.m.

E a equação da potência electromagnética definida pela equação 2.12:

$$P_{\text{electM}} = EI_a \quad \text{Eq. 2.12}$$

Obtém-se a equação do binário para o motor de corrente contínua:

$$P_{\text{mec}} = P_{\text{electM}} \Leftrightarrow W T = EI_a \Rightarrow T = \frac{EI_a}{W} \quad \text{Eq. 2.13}$$

Seja a f.e.m E dada pela equação 2.6, então o binário de um motor de corrente contínua pode ser dado pela equação 2.14.

$$T = K \Phi_p I_a \quad \text{Eq. 2.14}$$

No motor de corrente contínua existe um binário acelerador, definido pelo momento de inércia da carga (J), o atrito viscoso (b) entre o motor e a carga, o binário (T) do motor e o

binário de carga (T_c). Então a partir das variáveis que compõem o binário acelerador, pode-se definir a equação 2.15 que define o binário acelerador do motor de corrente contínua:

$$J \frac{dw}{dt} + bw = T - T_c \Leftrightarrow T = T_c + J \frac{dw}{dt} + bW \quad \text{Eq. 2.15}$$

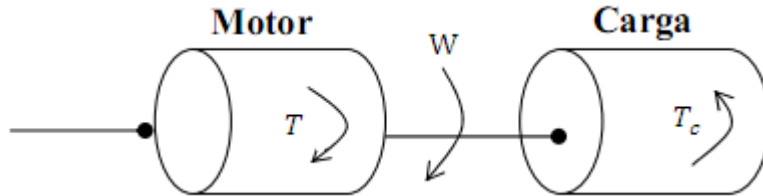


Figura 2.14 - Dinâmica Motor com Carga

Na figura 2.14 representa-se a dinâmica de um sistema motor com carga. O momento de inércia J é uma grandeza que indica a dificuldade que um corpo apresenta em acelerar ou travar o seu movimento quando está em rotação, em relação ao eixo do motor. É expresso em kg.m^2 e quanto maior a massa e o diâmetro do corpo, maior será o momento de inércia. O binário T vem em N.m. , a velocidade W em rad/ms e por fim o atrito viscoso b vem dado em N.m.s./rad .

No arranque dos motores de corrente contínua deve-se ter muita atenção ao valor da corrente de arranque I_{arrq} , pois esta pode ser muito elevada, e danificar alguns componentes da máquina. De modo a evitar que a corrente de arranque I_{arrq} seja muito elevada ao início, existem dois métodos de reduzir a corrente de arranque I_{arrq} de um motor de corrente contínua. No primeiro método deve-se aplicar uma fonte de tensão regulável, onde a tensão é aumentada à medida que o motor de corrente continua for aumentando a velocidade. Se fosse aplicada a tensão máxima logo ao início a corrente instantânea consumida seria muito elevada (entre 5 a 12 vezes a corrente nominal). Na equação 2.17 verifica-se que quanto maior for a tensão de alimentação U maior será I_{arrq} , e vice-versa.

O segundo método consiste em utilizar em série com o circuito do induzido (rotor) um reóstato de arranque de maneira a que a corrente de arranque diminua.

A corrente de arranque pode ser definida a partir da equação 2.7.

Assim a equação que define a corrente de arranque de um motor de corrente continua é definida pela equação 2.16:

$$U = E + R_a I_a \Rightarrow I_a = \frac{U-E}{R_a} \Rightarrow I_a = \frac{U-KN\Phi_P}{R_a} \quad \text{Eq. 2.16}$$

Analizando a equação 2.16, verifica-se que quando a velocidade é igual a zero, a corrente de arranque I_{arrq} vem definida pela equação 2.17.

$$I_{arrq} = \frac{U}{R_a} \quad \text{Eq. 2.17}$$

Então se a velocidade $N (w_m)$ é nula, a F.E.M. também irá ser nula, pela equação 2.6. Como a resistência da armadura R_a é baixa, a corrente de arranque I_{arrq} será alta, fazendo com que o binário seja elevado. Depois à medida que o motor vai acelerando, a sua velocidade N aumenta fazendo com que a F.E.M. aumente, enquanto a corrente da armadura vai diminuindo e consequentemente o binário também diminui até este equilibrar o binário de carga. Neste momento a velocidade N é constante e a F.E.M. pode ser considerada praticamente igual à tensão U aplicada aos terminais da armadura. A F.E.M não pode ser exactamente igual à tensão aplicada U , porque se não, não haveria circulação de corrente nos enrolamentos da armadura e o motor não produzia nenhum binário.

Então pela equação 2.17, concluímos que o valor da corrente de arranque I_{arrq} depende da tensão aplicada aos terminais da armadura (rotor) e do valor da resistência da armadura (rotor) R_a . Esta corrente de arranque I_{arrq} é bastante maior que a corrente nominal (corrente que é obtida quando o motor atinge a velocidade nominal). Então deve-se introduzir uma resistência em série com o circuito da armadura (rotor) de modo a limitar ao máximo a corrente de arranque do motor, ou se possível, variar a tensão de alimentação U de zero até ao valor desejado. Por fim, em regime permanente quando o binário da carga varia, a corrente da armadura (rotor) varia proporcionalmente com o objectivo de tornar o binário motor igual ao binário de carga.

Isto ocorre porque quando o binário da carga é maior que o binário motor, a velocidade no veio diminui, e consequentemente a F.E.M. Então a corrente I_a da armadura aumenta de modo ao binário motor atingir o binário de carga.

2.2.3 Características Dinâmicas

Até agora foram apresentadas as características em regime permanente dos motores de corrente contínua. As características dinâmicas em regime não permanente permitem avaliar com melhor exactidão o controlo da velocidade e rapidez de resposta, de acordo com alguma função especificada no tempo (Fitzgerald 1975), uma vez que as características em regime permanente não são suficientes para o estudo pormenorizado das máquinas de corrente contínua numa perspectiva moderna.

Para o projecto de controladores de grande precisão e rapidez de resposta o comportamento transitório do sistema deve de ser considerado, pois as oscilações devem ser atenuadas rapidamente.

Tendo como base a equação 2.15, aplicando a transformada de Laplace e assumindo que as condições iniciais são nulas, obtém-se a seguinte equação:

$$T(s) - T_c(s) = sJw(s) + bw(s) \quad \text{Eq. 2.18}$$

A partir da equação 2.14, e considerando a corrente de campo I_f constante temos que:

$$T = K_b I_a \quad \text{Eq. 2.19}$$

Onde K_b é uma constante de binário.

A equação 2.18 pode ser reescrita pela equação 2.20.

$$\frac{w(s)}{I_a(s)K_b - T_c(s)} = \frac{1}{sj + b} \quad \text{Eq. 2.20}$$

Na figura 2.15 representa-se a equação 2.20, utilizando diagrama de blocos.

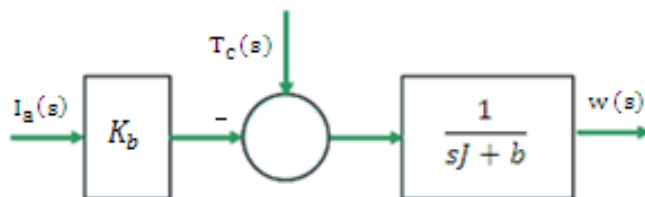


Figura 2.15 - Diagrama de Blocos da Velocidade $W(s)$ em função da Corrente I_a
(Ogata, 2000)

A partir da equação 2.20 pode-se chegar à expressão da corrente da armadura I_a , obtendo-se a seguinte equação:

$$I_a = \frac{U_a - E}{R_a + \frac{d}{dt}L_a} \quad \text{Eq. 2.21}$$

Aplicando a transformada de Laplace à equação 2.21 e assumindo que as condições iniciais são nulas, obtém-se a nova equação para a corrente da armadura $I_a(s)$.

$$I_a(s) = \frac{U_a(s) - K_N N(s)}{R_a + sL_a} \quad \text{Eq. 2.22}$$

A equação 2.22 determina a corrente em função da diferença da tensão aplicada U_a e a F.E.M. da armadura.

Utilizando diagramas de blocos para descrever a equação 2.22, esta vem representada pela figura 2.16.

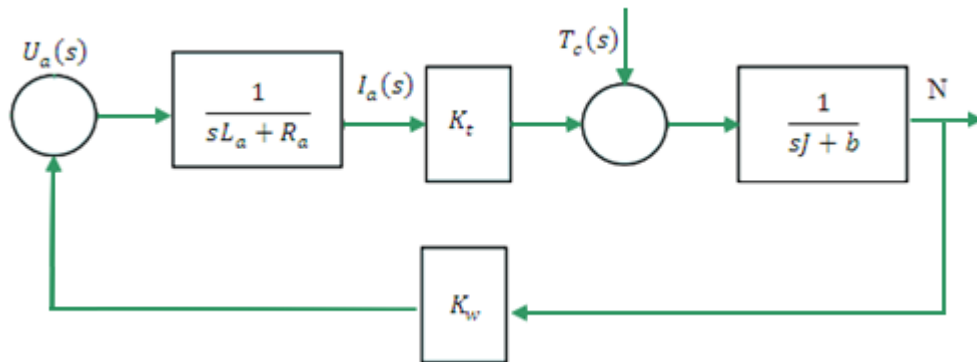


Figura 2.16 - Diagrama de Blocos do motor CC com excitação independente (Ogata, 2000)

Se a carga do motor $T_c(s)$ for nula, a partir do diagrama de blocos da figura 2.16 obtém-se a seguinte função de transferência.

$$\frac{N(s)}{U_a(s)} = \frac{K_t}{(sL_a + R_a)(sj + b) + K_t K_w} \Rightarrow \frac{K_t}{jL_a \left(s + \frac{R_a}{L_a}\right) \left(s + \frac{b}{j}\right) + K_t K_w} \Rightarrow \frac{\frac{K_t}{jL_a}}{s^2 + \left(\frac{R_a}{L_a} + \frac{b}{j}\right)s + \left(\frac{R_a b}{jL_a} + \frac{K_t K_w}{jL_a}\right)} \quad \text{Eq. 2.23}$$

Considerando que:

$$\tau_m = \frac{J}{b} \Rightarrow \text{Constante de tempo mecânica}$$

$$\tau_e = \frac{L_a}{R_a} \Rightarrow \text{Constante de tempo eléctrica}$$

Substituindo a constante de tempo mecânica e eléctrica na equação 2.23, obtém-se a seguinte equação característica de 2ª ordem.

$$\frac{U_a(s)}{N(s)} = \frac{\frac{K_t}{JL_a}}{s^2 + \left(\frac{\tau_e + \tau_m}{\tau_e \tau_m}\right)s + \frac{1 + \frac{K_t K_w}{R_a b}}{\tau_e \tau_m}} \quad \text{Eq. 2.24}$$

A função de transferência definida pela equação 2.24, pode ser reescrita utilizando a corrente da armadura (rotor) I_a . Para tal, rearranjamos o diagrama de blocos da figura 2.16, e obtém-se um novo diagrama de blocos, representado pela figura 2.17.

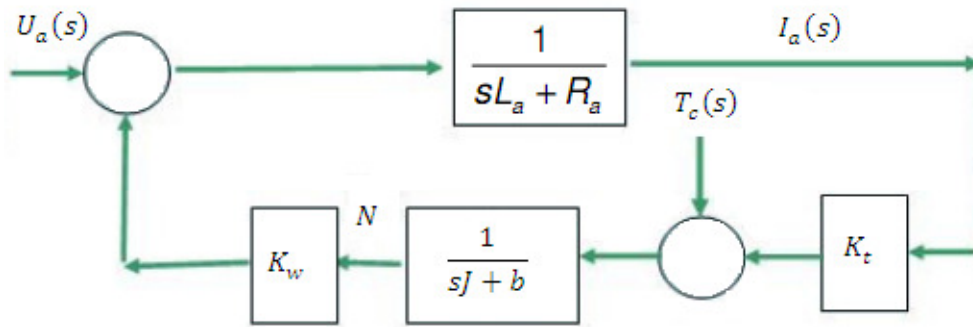


Figura 2.17 - Diagrama de Blocos com anel de corrente (Ogata, 2000)

Se a carga do motor $T_c(s)$ for nula, a partir do diagrama de blocos da figura 2.17 obtemos a seguinte função de transferência.

$$\frac{I_a(s)}{U_a(s)} = \frac{\frac{1}{sL_a + R_a}}{1 + \frac{K_t K_w}{(sL_a + R_a)(sJ + b)}} = \frac{(sJ + b)}{(sL_a + R_a)(sJ + b) + K_t K_w} \quad \text{Eq. 2.25}$$

Dividindo o numerador e o denominador por JL_a , obtemos a seguinte equação de transferência de 2ª ordem.

$$\frac{I_a(s)}{U_a(s)} = \frac{1}{L_a} \frac{(s + bJ)}{s^2 + \left(\frac{R_a + b}{L_a J}\right)s + \frac{R_a + K_t K_w}{L_a J}} \quad \text{Eq. 2.26}$$

A equação 2.26 pode ser definida em função das constantes eléctricas e mecânicas, chegando-se à seguinte equação.

$$\frac{I_a(s)}{U_a(s)} = \frac{1}{L_a} \frac{s + \frac{1}{\tau_m}}{s^2 + \left(\frac{\tau_e + \tau_m}{\tau_e \tau_m}\right)s + \frac{1 + \frac{K_t K_w}{R_a b}}{\tau_e + \tau_m}} \quad \text{Eq. 2.27}$$

2.2.4 Falhas e Avarias típicas na Manutenção de um motor de Corrente Contínua

Qualquer tipo de motor está sujeito a avarias, e o motor de corrente contínua não é excepção. De seguida vão-se enumerar algumas avarias mais usuais nos motores de corrente contínua.

- A produção de faíscas entre o comutador e as escovas é uma das avarias mais frequentes de acontecer no motor de corrente contínua. As escovas podem estar numa posição errada ou o contacto com o comutador pode ser defeituoso, a qualidade das escovas pode ser baixa ou a sua montagem no porta escovas pode não ser a mais correcta, podendo também ser um problema da mola que pressiona a escova contra o comutador.

Como o comutador precisa de um ajuste perfeito com as escovas, se este se encontrar em mau estado de conservação, por exemplo sujidade ou com micas salientes, poderá haver produção de faíscas. Uma outra situação que poderá provocar a produção de faíscas são as bobinas do indutor, caso estas se encontrem em curto-circuito. Também pode acontecer que as bobinas dos pólos auxiliares estejam com defeito na ligação, ou seja estejam mal ligados ou em curto-circuito. Um curto-circuito no indutor e a inadequada ligação das bobinas do induzido às lâminas do comutador podem também provocar faíscas. A falta de isolamento entre as lâminas do comutador pode provocar um curto-circuito e levar à produção de faíscas. Por fim a sobrecarga e a velocidade excessiva do motor são outras causas que levam à produção de faíscas.

- Como segunda avaria tem-se o aquecimento do induzido. O aquecimento do induzido deve-se a curto-circuitos ou a sobrecargas, sendo também muito usual considerar as perdas por histerese e pelas correntes de Foucault ou defeitos de fabricação. Como o motor em funcionamento é considerado um todo, quando outros órgãos da máquina têm aquecimento, o induzido vai aquecer como consequência. O defeito de isolamento em

relação à carcaça devido à humidade ou o curto-circuito entre espiras provoca uma brusca redução da resistência do induzido fazendo aumentar assim a sua temperatura.

- Como terceira avaria tem-se o aquecimento do indutor. A corrente de excitação que passa pelas bobinas do indutor quando é excessiva provoca um aquecimento. Quando a temperatura se torna muito elevada, pode provocar quebras no isolamento derretendo o verniz que isola as espiras entre si.
- Como quarta avaria tem-se o aquecimento do comutador. O aquecimento do comutador pode ser provocado pela pressão exagerada das escovas, pela defeituosa colocação destas ou devido ao mau dimensionamento das escovas perante o comutador. A sobrecarga e o mau isolamento entre as lâminas do comutador devido à sujidade são factores que podem levar a um aumento da temperatura.
- Como quinta avaria tem-se o aquecimento dos Apoios do motor. Se a lubrificação da máquina não for efectuada regularmente e de uma forma eficaz, ou se os anéis de lubrificação estão em mau funcionamento ou defeituosos, a máquina quando em funcionamento pode comprimir ferro com ferro, provocando um aquecimento. Também é possível se o sistema a que o motor está ligado não for adequado para as suas características, o motor fica sujeito a uma tensão excessiva, tendo como consequência um aumento da temperatura.
- Como sexta avaria tem-se o motor não arrancar. Caso o motor não arranque, deve se verificar se existe falta de tensão e se o circuito eléctrico até ao motor se encontra em pleno estado de conservação e de funcionamento. Também se deve verificar se o reóstato de arranque não apresenta anomalias. Por fim deve-se verificar se houve algum curto-circuito nos enrolamentos do indutor e/ou uma má posição das escovas.
- Como sétima avaria tem-se o funcionamento ruidoso. O funcionamento ruidoso do motor pode dever-se a um curto-circuito ou à falta de carga, pois poderá levar o motor a atingir velocidades muito elevadas. A sobrecarga, o mau estado do comutador e das escovas, o choque do induzido contra as peças polares, o induzido desequilibrado, defeitos nos apoios do veio, parafusos desapertados, rolamentos mal lubrificados e defeitos no acoplamento da correia de transmissão são factores que podem fazer com que o motor funcione de uma forma ruidosa.

Em seguida enumeram-se alguns procedimentos fundamentais para uma boa manutenção de uma máquina de corrente contínua.

- a) Evitar um funcionamento prolongado, para evitar um aquecimento nas bobinas, pois poderá provocar um curto-circuito devido ao aquecimento do verniz que isola as espiras entre si.
- b) A lubrificação dos rolamentos deve de ser feita frequentemente, de modo a evitar o aquecimento destas.
- c) A limpeza e verificação do estado do comutador deve ser feita pelos menos uma vez por ano.
- d) As escovas e molas do porta escovas devem de ser inspeccionadas com muito cuidado para garantir o seu perfeito funcionamento.
- e) Todas as peças do motor devem se manter limpas, evitando-se assim acumulação de pó que juntamente com a humidade poderá levar a um curto-circuito.

Devido a todas as peças do motor serem substituíveis, esta máquina apresenta uma grande longevidade desde que as manutenções sejam periódicas.

2.2.5 Conclusões

As máquinas de corrente contínua são máquinas muito versáteis e flexíveis. Devido às suas variadas configurações dos enrolamentos da armadura e de campo, é possível obter características muito diversas, apresentando uma grande variedade de características tensão-corrente, tensão-binário e corrente-binário. Devido a serem muito fáceis de controlar, são muito utilizadas em aplicações onde se pretende ter um controlo preciso da velocidade. Contudo apresentam como desvantagens o facto de necessitarem de manutenção periódica devido à sua constituição, elevando assim o seu custo em relação a outro tipo de máquinas. São motores de custo elevado e, além disso, precisam de uma fonte de corrente contínua, ou de um dispositivo que converta a corrente alternada em contínua. Assim o seu uso é restrito a casos especiais em que estas exigências compensam o custo de uma máquina de corrente contínua.

2.3 Electrónica de Potência

O nascimento da electrónica deu-se em 1883, quando o Americano Thomas Edison descobriu que a partir do filamento incandescente de uma lâmpada soltava-se um material que enegrecia a parte interna do bolbo. Este efeito, conhecido por “Efeito de Edison” foi aproveitado pelo Inglês John Fleming que em 1904 produziu a válvula de Fleming, designada posteriormente de diodo.

Porém o grande salto tecnológico na área da electrónica deu-se em 23 de Dezembro de 1947 com a invenção do transistor por John Bardeen, Walter Brattain e William Shockley dos laboratórios Bell. Em 1956 o rectificador controlado de silício – SCR foi descoberto por engenheiros da General Electric Company. No entanto a era da electrónica de potência só se dá em 1957 com a comercialização deste dispositivo semiconductor.

Devido às suas características de suportar temperaturas muito elevadas, possuía uma grande capacidade de dissipação térmica, elemento fundamental na rectificação em circuitos de potência. Além disto, o tiristor apresentava características ideais para a comutação de circuitos eléctricos de grande potência. Assim devido ao seu custo, tamanho, durabilidade, elevados rendimentos e robustez este dispositivo semiconductor progrediu na indústria, em aplicações com comutação natural, como por exemplo em rectificadores controlados (CA-CC) e em conversores CA-CA, vulgo ciclo-conversores. Não é muito utilizado em aplicações com comutação forçada, devido à necessidade de circuitos adicionais muito complexos. As aplicações com comutação forçada tiveram um grande desenvolvimento com o aparecimento de outros tipos de semicondutores, os transístores. Os transístores vieram substituir as válvulas tradicionais e permitir a construção de equipamentos muito mais pequenos. Depois foram produzidos outros tipos de transístores tais como o transistor de Junção Bipolar (BJT), o transistor de efeito de campo (FET e MOSFET) e o transistor de junção Bipolar de porta isolada (IGBT). Como o transistor MOSFET e o IGBT controlam a corrente que os atravessa por intermédio de uma tensão, ao contrário do transistor de junção Bipolar (BJT), estes contribuíram de um modo muito significativo na etapa seguinte da electrónica de potência, a miniaturização, uma vez que diminui a potência dissipada, sob a forma de calor, por estes dois transístores (MOSFET e IGBT), permitindo uma maior integração. Contudo o transistor IGBT tornou-se muito utilizado devido a possuir as melhores características do transistor BJT e do MOSFET, respectivamente baixas perdas em condução e elevada impedância de entrada. Com estas características, o transistor IGBT revolucionou os conversores electrónicos de potência e os sistemas electromecânicos de velocidade variável. Estes transístores vieram

aumentar a resposta em frequência, diminuindo assim os níveis de ruído e aumentando a capacidade de controlar o nível de potência entregue à carga.

Com o desenvolvimento destes dispositivos semicondutores de potência foram desenvolvidos novos tipos de conversores. Estes conversores permitem controlar de uma forma eficiente a potência bem como a forma da energia eléctrica (tensão ou corrente), constituindo-se como elementos fundamentais no controlo de máquinas eléctricas, tanto em corrente contínua como em corrente alternada.

Os sistemas baseados no controlo de movimento nos accionamentos electromecânicos foram evoluindo consoante o desenvolvimento das máquinas eléctricas, da electrónica de potência e das técnicas de controlo. Em 1891 Ward Leonard criou um sistema de controlo de velocidade baseado na regulação da tensão na armadura, tornando-se assim o principal impulsor das técnicas de controlo aplicadas em motores eléctricos. Este sistema foi a base para novos estudos e pesquisas, desenvolvendo-se novos sistemas de controlo de velocidade, posição e binário para a máquina de corrente contínua. As técnicas de controlo aplicadas a motores de corrente alternada foram desenvolvidas somente no fim dos anos 60 com o estabelecimento de modelos e métodos matemáticos de estudo do comportamento dinâmico. O método de controlo de campo, criado por Hasse e Blaschke, foi o que mais se destacou.

A frequência de comutação dos primeiros conversores era baixa, apresentando a frequência fundamental da tensão de saída. Nesta fase os sistemas de controlo eram muito simples e a comutação dos semicondutores era implementada por circuitos analógicos. Estas técnicas têm o problema de as baixas frequências de comutação introduzirem harmónicas de tensão/corrente de baixa frequência. Com o contínuo crescimento da frequência de comutação dos semicondutores de potência, os conversores, e respectivas técnicas de comutação, puderam reduzir substancialmente o conteúdo harmónico da tensão/corrente entregue à carga, reduzindo assim os efeitos causados pelas harmónicas. As técnicas de comutação de alta frequência, são designadas de técnicas de modulação de largura de impulso (PWM) e começaram a ser exaustivamente investigadas no início dos anos 60, tendo sido desenvolvidas variadas técnicas para diferentes tipos de conversores e aplicações. Apesar de as primeiras técnicas terem sido implementadas com circuitos analógicos, o aparecimento dos micro-controladores, dos processadores digitais de sinal (DSP) e de circuitos integrados especificamente dedicados (ASICs) vieram marcar uma nova era de controladores digitais de tamanho e custo reduzidos contribuindo para a grande evolução da electrónica de potência.

Com a introdução da electrónica de potência no controlo das máquinas eléctricas conseguiu-se uma maior eficiência energética, obtendo-se assim máquinas com altos rendimentos. Tal

foi possível devido a dispositivos semicondutores de potência (diodos, transístores, tiristores, etc.) permitirem fazer o condicionamento da energia eléctrica.

Em síntese podemos dizer que a electrónica de potência permite controlar de uma forma eficiente e eficaz o fluxo de potência entre a rede e o receptor (carga).

2.3.1 Tipos de conversores electrónicos de potência

No controlo e condicionamento de energia eléctrica são necessários dispositivos que permitam efectuar as conversões da energia eléctrica. A este tipo de dispositivos dá-se o nome de conversores electrónicos de potência e podem ser classificados consoante a função que desempenham. Assim podemos ter 4 tipos básicos de conversores. Na figura 2.18 está representado um esquema com os 4 tipos de conversores mais relevantes (Alves, 2003).

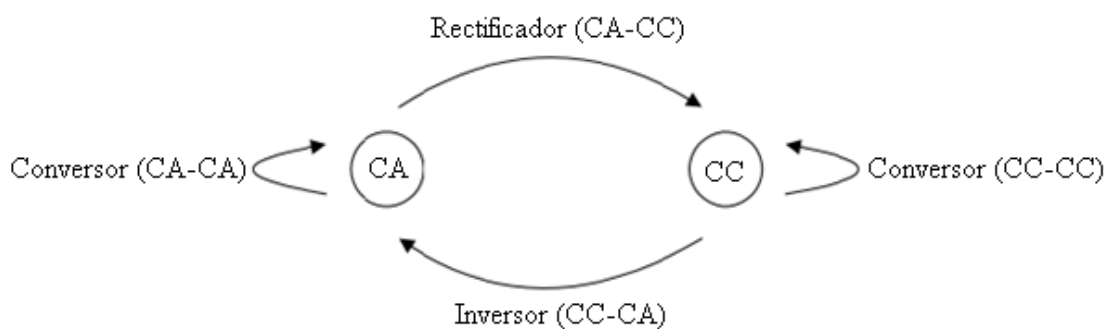


Figura 2.18 - Tipos de conversores de potência

Nos conversores rectificadores (CA-CC) a rectificação da tensão alternada para tensão contínua pode ser de onda completa ou de meia onda conforme o nível de potência que se deseja aplicar à carga.

Na rectificação de onda completa como as alternâncias, negativas e positivas, são rectificadas, é possível aplicar o máximo de potência à carga.

Na rectificação de meia onda como só a alternância positiva é rectificada, só é possível entregar à carga metade da potência disponível. Este tipo de rectificação é usado em aplicações onde o nível de potência usado é baixo. Na figura 2.19 está representado o circuito para a rectificação de meia onda.

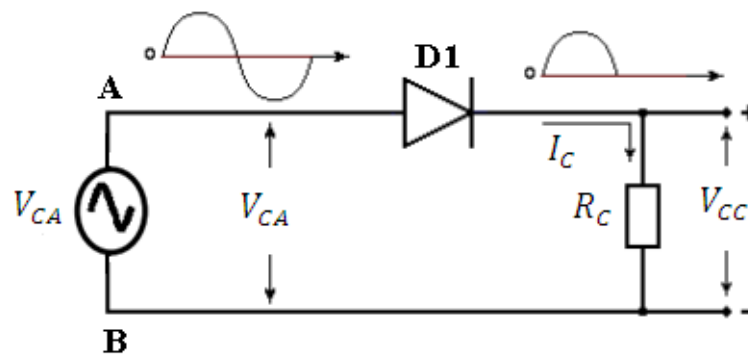


Figura 2.19 - Circuito para rectificação de meia onda

Analisando a figura 2.19, verifica-se que este circuito permite rectificar apenas a alternância positiva de uma onda sinusoidal. Quando o ponto A tem um valor de tensão superior ao do ponto B o díodo fica directamente polarizado e conduz a corrente eléctrica passado pela resistência R_C até ao ponto B. Quando o ponto A tem um valor de tensão inferior ao do ponto B o díodo fica inversamente polarizado e não conduz. Na figura 2.20 está representado o circuito para a rectificação de onda completa.

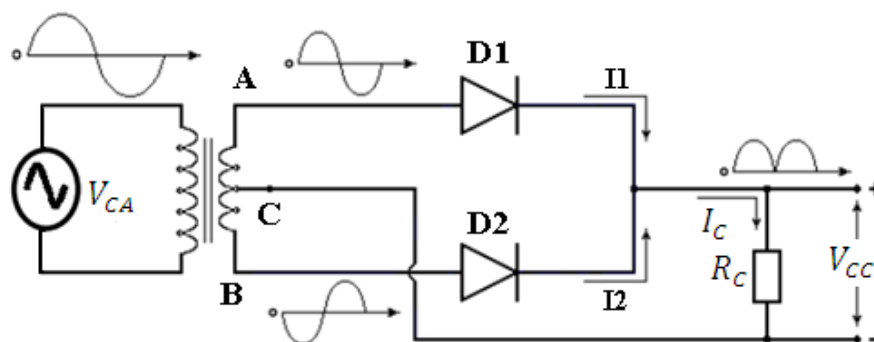


Figura 2.20 - Circuito para rectificação de onda completa

Analisando a figura 2.20 verifica-se que este circuito utiliza um transformador em vez de uma fonte de tensão AC. A tensão do ponto A e do ponto B são medidas em relação ao ponto C (0V). No semi-ciclo positivo de tensão a corrente percorre o díodo D1, R_C e chega ao ponto C. No semi-ciclo negativo de tensão a corrente percorre o díodo D2, R_C e chega ao ponto C. Assim para qualquer polaridade no ponto A ou B e devido a estes estarem em paralelo a corrente I_C circula sempre num único sentido pela resistência R_C e por isto, a corrente em R_C é contínua. A Tabela 3 demonstra a quantidade de elementos semicondutores de potência que são necessários para a rectificação de uma onda completa e meia onda, conforme o tipo de conexão (Alves, 2003).

Tabela 3 – Quantidade de elementos semicondutores na rectificação

		Tipo de Rectificação	
		Onda Completa	Meia Onda
Conexão	Monofásica	4 Elementos semicondutores de potência	1 Elemento semicondutor de potência
	Trifásica	6 Elementos semicondutores de potência	3 Elementos semicondutores de potência

Analisando a Tabela 3 pode-se afirmar que a rectificação de meia onda tem a vantagem de necessitar menos elementos semicondutores em relação à rectificação de onda completa, resultando em menores custos, menores perdas energéticas e uma menor manutenção. No entanto apresenta como desvantagem a menor entrega de potência à carga, uma vez que só metade da onda é rectificada. Este facto leva a que o sinal rectificado apresente grandes oscilações em comparação com a rectificação de onda completa.

2.3.2 Modos de Operação dos Rectificadores

Os rectificadores podem apresentar diversas configurações consoante seja necessário controlar a potência do sinal rectificado. Assim os rectificadores podem ser controlados, não controlados ou semi-controlados. Nos rectificadores não controlados são utilizados díodos de potência, nos rectificadores controlados são utilizados dispositivos com capacidade de controlo da entrada em condução, como os tirístores, ou dispositivos com a capacidade de controlo da entrada e saída de condução, através do controlo da porta (GTO, MOSFETs e IGBTs) e por fim os rectificadores semi-controlados podem conter dispositivos não controlados como os díodos e controlados como tirístores SCR e GTO, MOSFETs ou IGBTs. Os rectificadores possuem a capacidade de operar consoante o número de fases da tensão alternada (monofásica, trifásica ou hexafásica) em função do tipo de conexão dos elementos rectificadores (meia onda ou onda completa). Nesta secção deu-se maior ênfase aos rectificadores monofásicos.

Os rectificadores controlados são rectificadores constituídos só por tirístores, possibilitando obter um controlo preciso da tensão aplicada à carga através da variação do seu ângulo de disparo. São utilizados no controlo de máquinas de corrente contínua, em accionamentos de velocidade variável, em carregadores de baterias e no transporte de corrente contínua. Permitem também compensar variações de tensão na carga resultantes de perturbações, quer na entrada do sistema quer na própria carga.

Na figura 2.21 está representada a rectificação monofásica de uma onda completa (Alves, 2003).

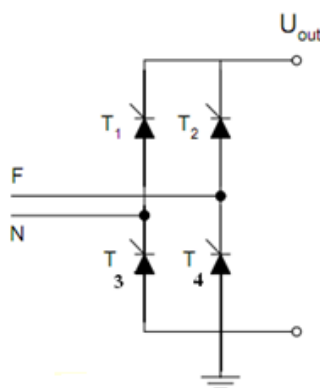


Figura 2.21 - Ponte rectificadora monofásica de onda completa

Analisando a figura 2.21 define-se que quando a polaridade da fonte de tensão é positiva disparam o par de tiristores T2 e T3, quando a polaridade é negativa dispara o par de tiristores T1 e T4. Como os rectificadores controlados possuem tiristores, elementos semicondutores de potência, é possível ter um controlo preciso da potência entregue à carga através do instante em que é injectado o impulso de disparo no terminal de comando dos tiristores, o ângulo de disparo.

Através da variação deste ângulo consegue-se controlar este conversor. No entanto para ângulos de disparo inferiores a 90° obtêm-se valores positivos de tensão na carga. Para ângulos de disparo superiores a 90° e inferiores a 180° a tensão é negativa, logo a potência activa entregue à carga é negativa, passando a fornecer a fonte de alimentação a receber energia, ficando a carga a funcionar como gerador. Como este conversor é unidireccional em corrente, permite que a máquina de corrente contínua opere no I e IV quadrantes.

Na figura 2.22 pode-se observar o disparo de um tiristor para um ângulo de disparo de 30° e 90° (Alves, 2003).

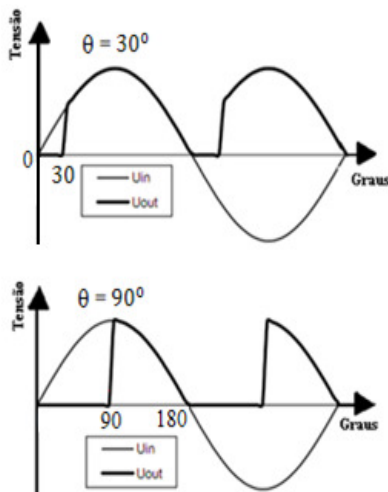


Figura 2.22 - Disparo de um tiristor com um ângulo de 30 e 90 graus

Analisando a figura 2.22 conclui-se que quanto menor for o ângulo de disparo menor será a potência transmitida à carga. Contudo se os tiristores não forem disparados, eles nunca vão conduzir, e nenhuma potência é transmitida à carga.

Técnica de Modulação PWM

A técnica PWM (Pulse with Modulation) é muito utilizada no controlo de sinais de comutação de um conversor.

Consegue-se controlar a potência aplicada a uma carga controlando a largura de pulso aplicado à carga. Define-se o ciclo activo de um pulso como sendo a relação entre a duração do pulso e a duração de um período. Na figura 2.23 representa-se o ciclo activo de uma onda quadrangular com período t .

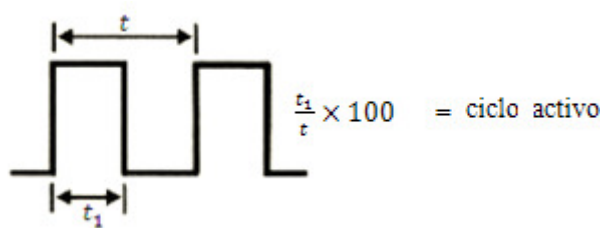


Figura 2.23 - PWM com ciclo activo com período t (Pomilio, 2001)

Na figura 2.24 representa-se a variação da largura de pulso para uma potência entregue carga de 1% e de 99% da potência total disponível.

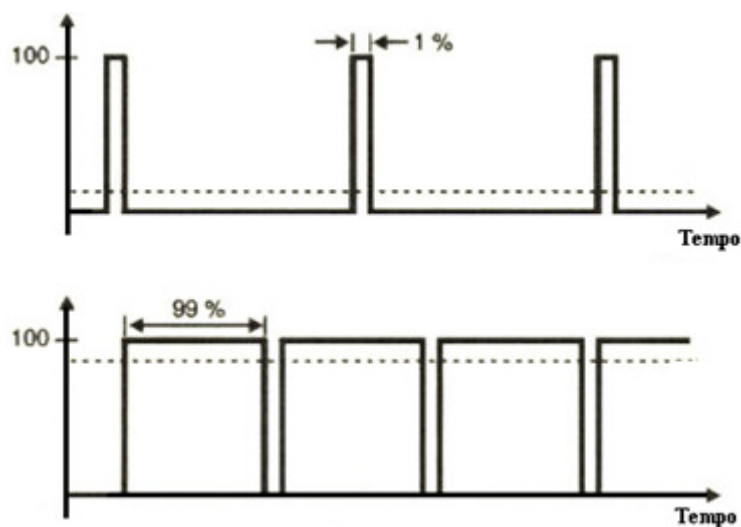


Figura 2.24 - Variação da largura de pulso aplicada a uma carga (Pomilio, 2001)

Os dispositivos semicondutores de potência necessitam de um tempo para realizarem a comutação num dado circuito. Assim na mudança de estado condução/corte ou corte/condução o tempo que decorre até à mudança de estado vai originar dissipação de potência na resistência do dispositivo semiconductor. Na figura 2.25 encontra-se representado os intervalos de tempo que ocorrem na mudança de estado de um dispositivo semiconductor.

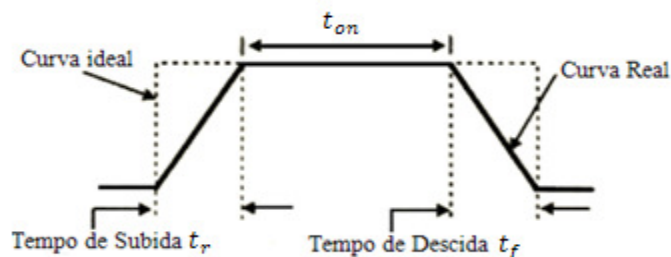


Figura 2.25 - Tempos de comutação de um dispositivo semiconductor (Pomilio, 2001)

Assim consoante a frequência do controlo e do tempo de comutação do dispositivo utilizado haverá maior ou menor dissipação de potência. No entanto a técnica PWM consegue obter melhores níveis de dissipação de potência que um circuito equivalente que utilize controlo linear (circuito resistivo). A técnica PWM apresenta diversas vantagens de entre as quais se destacam, eficiência de praticamente 100%, provocando menos de 1% de perdas, enquanto num circuito resistivo como este trabalha a 50% da carga (50% vai para a alimentação da carga e 21% é dissipado por aquecimento nas resistências) e devido aos pulsos terem o valor nominal de pico, conseguem gerar deste modo um binário maior nos motores ao contrário do controlador resistivo que devido ao facto de possuir uma tensão reduzida, vai originar um binário baixo nos motores podendo provocar assim a sua paragem. Como desvantagem a técnica PWM pode provocar ruído electromagnético.

Podemos concluir que esta técnica é bastante importante e muito usada em aplicações onde se pretenda controlar a potência entregue a uma carga, modulando a largura de pulso do sinal, de modo a controlar o ciclo activo do sinal aplicado a uma dada carga.

2.3.3 Dispositivos Semicondutores de Potência

A aplicação dos dispositivos semicondutores de potência no accionamento de máquinas eléctricas e nos dispositivos electrónicos é de extrema importância. Estes permitem um controlo preciso e uma eficiência muito elevada. Antes da aplicação dos dispositivos semicondutores de potência utilizavam-se as máquinas eléctricas para se conseguirem obter

conversões electromecânicas de energia. A Tabela 4 representa as conversões electromecânicas recorrendo a máquinas eléctricas.

Tabela 4 - Conversões Electromecânicas

Tipos de Conversores	Equivalentes Electromecânicos
Rectificação	Motor CA + Gerador CC
Inversão	Motor CC + Gerador CA
Conversor (CA-CA)	Motor CA + Gerador CA
Conversor (CC-CC)	Motor CC + Gerador CC

Com a evolução da electrónica de potência e com a utilização dos dispositivos electrónicos de potência, obtiveram-se diversas vantagens face aos equivalentes electromecânicos.

As principais vantagens da electrónica de potência em relação aos equivalentes electromecânicos são:

1. As perdas de energia são muito pequenas.
2. Apresentam um consumo muito baixo.
3. Necessitam de uma manutenção muito menor.
4. O tamanho e o peso são bastante reduzidos.
5. Apresentam um custo mais baixo.
6. Possuem uma maior facilidade no controlo da potência.

Díodos

Os díodos são os dispositivos mais básicos aplicados nos conversores electrónicos de potência. Funcionam basicamente como uma válvula electrónica pois só permitem o fluxo de corrente circular num sentido, do ânodo para o cátodo. A sua principal função é rectificar a tensão alternada em tensão contínua (Michels, 2008). Possui dois terminais chamados de ânodo (A) e cátodo (C).

Na figura 2.26 está representado um díodo.



Figura 2.26 - Díodo semicondutor

Actualmente os díodos são utilizados em muitas aplicações de entre elas destacam-se as seguintes:

- a) Rectificação - onde a corrente alternada é rectificada em corrente contínua.
- b) Protecção – num circuito eléctrico onde a corrente eléctrica só possa circular num sentido pode-se usar um díodo para proteger o circuito. Como exemplo podemos dar o caso de um gerador em série com uma bateria, em que pretende-se que a corrente passe do gerador para a bateria mas nunca da bateria para o gerador. Assim os díodos permitem não só proteger um circuito que tenha características indutivas, mas quando colocado em paralelo com um elemento indutivo.

Neste caso quando o circuito está ligado, o díodo não deixa passar corrente, comportando-se como um circuito aberto. Quando o circuito é interrompido, a força contra electromotriz que surge aos terminais do elemento indutivo vai-se descarregar pelo díodo, não aparecendo assim aos terminais do interruptor, evitando-se assim o aparecimento de um arco eléctrico.

- c) Reguladores de Tensão – são chamados de díodos de Zener. Este tipo de díodo comporta-se como um díodo normal quando polarizado directamente, mas quando polarizado inversamente conduz a partir de um determinado valor de tensão, chamado tensão de Zener. É utilizado na zona de avalanche (onde a tensão varia pouco com a corrente). Na figura 2.27 representa-se o símbolo de um díodo de Zener.



Figura 2.27 - Díodo de Zener

- d) Emissores de luz (fotodíodo) - os díodos emissores de luz (LED – Light Emitting Diode) funcionam como um díodo normal, com uma característica adicional, emitirem luz quando conduzem. Em certos tipos de materiais semicondutores, ao ser injectada uma corrente na junção do díodo, é gerada uma radiação electromagnética na zona do visível ou do infravermelho. Na figura 2.28 é representado o símbolo de um díodo fotodíodo.



Figura 2.28 – Díodo Fotodíodo

- e) Sensor de Luz – os fotodíodos possuem um funcionamento semelhante aos díodos Zener, embora a corrente inversa aumenta com o fluxo de luz. São muito utilizados em alarmes anti-roubo.

Tirístores

Os tirístores têm como principal função controlar a abertura e fecho de circuitos com grandes cargas. Na prática comporta-se como um díodo controlado, pois impede a passagem de corrente eléctrica no sentido inverso, mas permite a passagem de corrente eléctrica no sentido directo, desde que seja aplicado um pequeno impulso de corrente ($< 1A$) na gate (G), e uma tensão positiva V_{AC} entre o ânodo e o cátodo.

O mais conhecido e usado é o SCR (Rectificador Controlado de Silício) pelo seu grande número de aplicações. O nome Tirístor é o nome genérico dado à família dos componentes compostos por quatro camadas semicondutoras (PNPN). Foi desenvolvido por um grupo de engenheiros do Bell Telephone Laboratory (EUA) em 1957. É um dispositivo que permite rectificar uma corrente alternada em corrente contínua e controlar a potência entregue a uma carga.

Os tirístores são constituídos por 4 camadas de material semicondutor PNPN (Silício), originando 3 junções PN. Possui 3 terminais chamados ânodo (A), cátodo (C) e gate (G), em português porta. Nas figuras 2.30 e 2.31 estão representados o símbolo de um tirístor e as suas camadas e junções, respectivamente (Júnior, 2005).

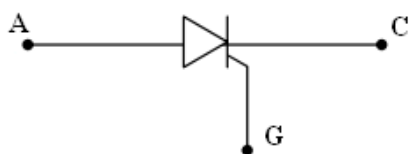


Figura 2.29 - Símbolo do Tirístor

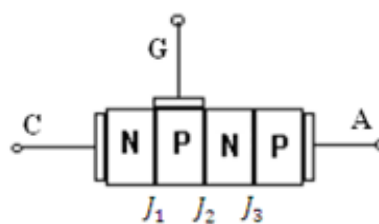


Figura 2.30 - Camadas e junções do Tirístor

Em seguida enumeram-se os principais critérios na escolha de um dispositivo semicondutor de potência.

1. Potência máxima admitida pelo dispositivo (correntes e tensões máximas suportáveis).

2. Frequência de comutação máxima admitida pelo dispositivo (tempos de comutação máximos).
3. Consumo admitido pelo dispositivo (corresponde à energia consumida pelo circuito de comando e pela queda de tensão no elemento de condução).
4. Velocidade máxima admitida pelo dispositivo (corresponde à rapidez de comutação do elemento de condução).
5. Custo (corresponde ao custo monetário de um dispositivo semicondutor de potência).

2.3.4 Conclusões

Os díodos e os tiristores SCR são dispositivos muito eficientes no uso da electrónica de potência e têm uma vida útil muito elevada. Possuem velocidades de comutação muito elevadas e usados em muitos tipos de aplicações, como por exemplo controlo de relés, fontes de tensão variáveis, controlo de motores eléctricos, variação de tensão em corrente contínua (“choppers”), inversores CC-CA, ciclo-conversores (variadores de frequência), carregadores de baterias, circuitos de protecção, entre outras, no entanto devido ao facto de nos tiristores SCR poder ser controlado o momento de disparo da comutação, faz com que este seja o mais utilizado principalmente em aplicações mais complexas.

Do ponto de vista teórico pode-se afirmar que todos os dispositivos semicondutores de potência têm como principais objectivos a rapidez de actuação nas comutações, a capacidade de trabalhar com altas potências e por último a eficiência energética.

2.4 Controladores Industriais

As técnicas de controlo usadas actualmente em engenharia tiveram origem na Grécia e na Alexandria. A teoria de controlo teve início nos séculos XVII e XVIII, e foi só com a revolução industrial que se deu o impulso do desenvolvimento das técnicas de controlo, onde um dos problemas comuns na época era o controlo da velocidade de teares.

James Watt desenvolveu um sistema de controlo usando o chamado pêndulo de Watt como sensor de velocidade, tendo-se assim um controlo em malha fechada da velocidade, controlando-se assim a injeção de vapor nas máquinas a vapor (Mayr, 1970). Contudo devido a estes sistemas apresentarem um comportamento instável, foi feita uma pesquisa teórica da razão deste comportamento. Em 1868 Maxwell publicou um artigo analisando o

comportamento dinâmico dos sistemas de controlo. A abordagem usada foi a modelação do sistema com equações diferenciais, conseguindo Maxwell demonstrar que para determinadas faixas de valores, os parâmetros das soluções das equações eram instáveis. Na mesma época, Routh e Hurwitz desenvolveram técnicas que permitiam determinar directamente a estabilidade do sistema sem a necessidade da solução das equações.

Um marco no desenvolvimento da teoria de controlo foi a publicação de um trabalho pelo matemático Russo A. Lyapunov em 1897. Este trabalho foi ainda traduzido para o francês em 1907 e em inglês em 1947, permitindo o seu estudo por parte de outros pesquisadores.

Pouco divulgado no ocidente, o trabalho de Lyapunov continuou a ser desenvolvido na então União Soviética, o que permitiu aos pesquisadores soviéticos grandes avanços especialmente na teoria de sistemas não lineares, e uma liderança na área que se manteve até 1950.

Na década de 1920, engenheiros dos laboratórios Bell trabalhavam com o problema da comunicação a longa distância nos Estados Unidos. O problema do reforço dos sinais através de amplificadores levou ao desenvolvimento de técnicas no domínio da frequência. Nyquist e Bode, assim como vários outros associados a estas técnicas, eram engenheiros dos laboratórios Bell. Paralelamente estas técnicas foram usadas para o projecto de sistemas de controlo. O início da Segunda Guerra mundial estimulou a pesquisa em sistemas de controlo, visando o uso militar. Nos Estados Unidos o MIT foi um centro de desenvolvimento de tais técnicas. Outros desenvolvimentos se seguiram, inclusive com o aparecimento da técnica do lugar das raízes, criada por Evans em 1947.

A teoria de controlo no final dos anos 1950 era uma ciência bastante consolidada, com forte ênfase em técnicas baseadas no uso da frequência e era bastante utilizada em muitas aplicações industriais.

No entanto com a necessidade de se ter novas técnicas, especialmente no crescente sector aeroespacial, este sector impulsionou o desenvolvimento do chamado controlo moderno. O controlo moderno retomou muitas das ideias de Lyapunov, usando técnicas no domínio do tempo. O caso de sistemas multi-variáveis (com várias entradas e várias saídas) pode ser facilmente tratado com técnicas modernas. O nome de R. Kalman aparece com destaque entre os criadores do controle moderno.

Existem duas grandes técnicas de controlo, o Controlo Convencional e o Controlo Avançado. Podemos dividir o Controlo Convencional em Clássico (Função de Transferência - FT) e Moderno (Espaço de Estado EE).

Os controladores de processos apresentam diversos recursos de conhecida importância, ocupando local de destaque na indústria uma vez que grande parte desses processos opera com o controlo contínuo de variáveis do tipo temperatura, pressão, vazão e nível. São

inúmeros os modelos de controladores disponibilizados pelos mais diversos fabricantes, entretanto, a despeito do grande desenvolvimento alcançado pelas teorias de controlo, quase que a totalidade deles opera com base em algoritmos simples de controlo proporcional-integral-derivativo, ou seja, a partir de controladores PID.

A popularidade do controlador PID pode ser atribuída devido à sua simplicidade (em termos construtivos e do ponto de vista do ajuste de parâmetros) e ao seu bom desempenho numa larga faixa de condições de operação. Não obstante, este tipo de controlador apresenta como desvantagens a necessidade de ser reajustado cada vez que o processo for submetido a alguma perturbação e a dificuldade de realizar a sua correcta sintonização na presença de não-linearidades da planta.

Porém o controlador PID contém uma infinidade de limitações quando são realizadas tentativas de exceder o seu âmbito clássico de aplicação.

Tais limitações, que podem ser desde a impossibilidade de implementação física até mesmo, o que é mais comum, a ineficiência do controlo do processo. Na maioria das vezes, isto deve-se ao fato de que características do processo em si impedem o funcionamento esperado. Mas é importante deixar claro que, não são os processos que reagem à aplicação do controlador PID, mas sim, o controlador PID estar mal sintonizado, num ambiente o qual não se propunha a trabalhar. É reconhecido que existem poucos sistemas de controlo avançados em aplicações práticas de controlo de processos, operando em instalações com comportamento complexo ou de dinâmica instável.

Umas dessas características, e das mais comuns, presentes em processos são as não-linearidades (Hangos, 2004):

“É amplamente conhecido que, em engenharia de processos e sistemas, quase todos os processos são não-lineares por natureza.”

É reconhecido que a teoria de controlo de sistemas lineares é completa, com amplos estudos e teorias sobre o assunto. Não obstante, ao encontro do que foi discutido anteriormente, as aplicações práticas trabalham frequentemente com modelos lineares ou linearizados dos processos, somente lidando com não-linearidades quando esta é inevitável.

Neste âmbito, surgiram técnicas modernas de controlo baseadas em abordagens meta heurísticas e de inteligência computacional, tais como algoritmos de inteligência artificial, controladores fuzzy e, sua combinação híbrida. Sendo estas adoptadas, num relativo curto período de tempo desde a publicação de suas bases, pelo meio industrial.

É de referir que o controlador utilizado nesta dissertação foi o controlador PID, logo não irá ser feita qualquer consideração ao controlador Fuzzy, pois como se verá na secção, obteve-se

um bom desempenho no controlo do motor DC. Na figura 2.31 representa-se os diagramas de blocos de um sistema de controlo industrial (Ogata, 2000).

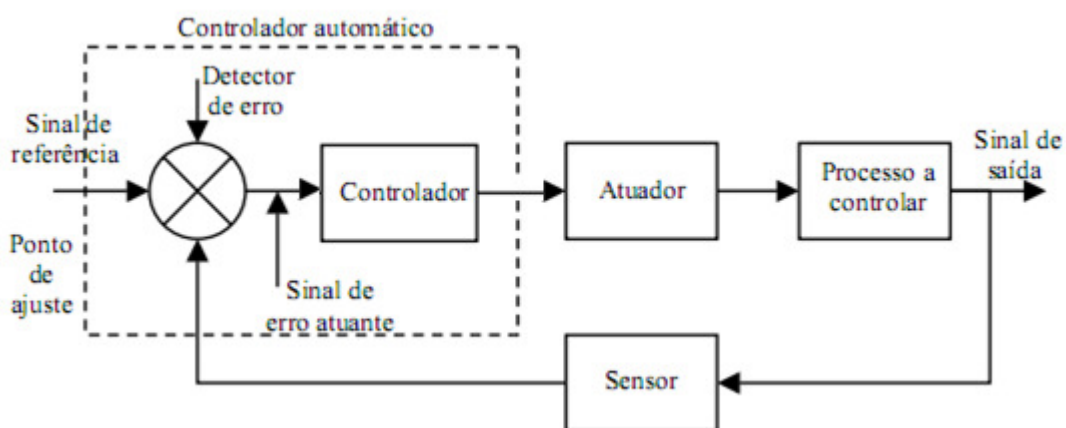


Figura 2.31 – Diagrama de blocos de um Controlador Industrial (Ogata, 2000)

Analisando a figura 2.31 esta é constituída por um controlador automático, um actuador, uma planta e um sensor. O controlador detecta o sinal de erro atuante, que normalmente está num nível de potência muito baixo. O actuador é um dispositivo de potência que produz a entrada para a planta de acordo com o sinal de controlo, de modo que o sinal de realimentação corresponde ao sinal de entrada da referência. A saída de um controlador automático é introduzida num actuador, tal como um motor hidráulico ou válvula pneumática ou motor elétrico.

O sensor ou elemento de medição é um componente que converte a variável de saída em uma outra variável adequada, tal como um deslocamento, uma pressão ou uma tensão que pode ser usada para comparar a saída ao sistema de entrada de referência. Este elemento está no caminho de realimentação do sistema de malha fechada. O ponto de ajuste do controlador deve ser convertido a uma entrada de referência com as mesmas unidades que o sinal de realimentação proveniente do sensor ou elemento de medição, (Ogata, 2000).

2.4.1 Controlador PID Clássico

O controlador PID (Proporcional, Integral e Derivativo) é a arquitectura de controlo mais utilizada na indústria (Astrom & Hagglund, 1998). Numa pesquisa observou-se que em 90% dos casos, as malhas de controlo eram controladas por um controlador PID (OGATA, 2000). Apesar de existir há mais de meio século ainda é muito utilizado, devido à sua implementação

tanto analógica como digital ser muito simples de implementar, conseguindo-se resultados muito satisfatórios em muitas aplicações.

A equação característica do controlador PID em tempo contínuo é definida por:

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(t) dt + k_d \frac{de(t)}{dt} \quad \text{Eq. 2.28}$$

Onde k_p representa o ganho proporcional do controlador, k_i o ganho integral, k_d o ganho derivativo e $e(t)$ o erro de offset ($e(t) = r(t) - y(t)$).

Na figura 2.32 representa-se o diagrama de blocos do Controlador PID.

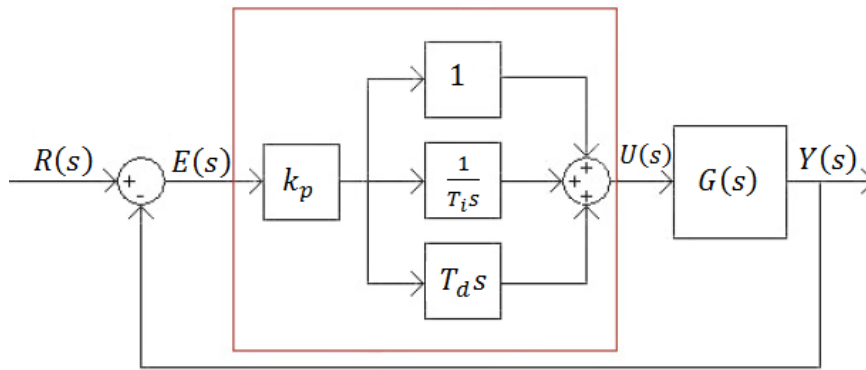


Figura 2.32 - Diagrama de blocos de um controlador PID (Jacquot, 1981)

A acção proporcional actua sobre a rapidez da resposta do sistema, ou seja quanto maior for o valor do ganho k_p mais rápido é a resposta do sistema. A acção proporcional pode ser definida pela equação 2.29.

$$u(t) = k_p e(t) \quad \text{Eq. 2.29}$$

E a função de transferência pela equação 2.30.

$$k_p = \frac{U(s)}{E(s)} \quad \text{Eq. 2.30}$$

Onde $U(s)$ indica a amplitude do sinal de controlo, $E(s)$ o sinal de erro ($E(s) = R(s) - Y(s)$) e k_p o ganho proporcional (Ogata, 2000).

Uma característica da acção proporcional é a existência de um erro residual permanente sempre que ocorre uma variação na carga, uma vez que a variável de controlo afasta-se do sinal de referência $R(s)$. Ao desvio da variável de controlo em relação ao sinal de referência $R(s)$ dá-se o nome de desvio permanente ou erro de offset. Contudo uma vez que o erro de offset depende do ganho proporcional k_p e da carga, este pode ser minimizado aumentando o valor de k_p , muito embora um aumento de k_p irá levar a um elevado tempo de estabelecimento o que poderá levar à instabilidade do sistema.

A acção Integral é uma componente que actua sobre o processo ao longo do tempo, enquanto se verificar diferença entre o sinal de referência $R(s)$ e o sinal medido $Y(s)$. A esta diferença dá-se o nome de sinal de erro $E(s)$, sendo este integrado ao longo do tempo.

A acção integral pode ser definida pela equação 2.31.

$$I(t) = k_i \left(\frac{1}{T_i} \right) \int_0^t e(s) ds \quad \text{Eq. 2.31}$$

E a função de transferência pela equação 2.32.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{k_i}{s} \quad \text{Eq. 2.32}$$

Onde k_i indica o ganho integral (Ogata, 2000).

A acção integral tem como principal vantagem a eliminação do erro de offset em regime final. Contudo esta acção apresenta como desvantagem um fenómeno indesejável, que consiste na saturação do sinal produzido pela integração quando existe um desvio positivo ou negativo durante um intervalo de tempo. Neste caso a saída do controlador tende a um valor limite (por exemplo a máxima tensão produzida na saída de uma placa de aquisição do controlador), no limite superior (reset wind-up) ou no limite inferior (reset wind-down).

Quando isto acontece, o sinal de controlo $M(s)$ aumenta, e o valor do sinal que será aplicado ao sistema $U(s)$ permanece constante após a saturação, ou seja $M(s) \neq U(s)$. Quando ocorrer a inversão da polaridade do erro $E(s)$, esta vai originar uma redução no sinal de controlo $M(s)$ e só afectará o sinal de controlo $U(s)$ quando este atingir valores dentro da faixa de operação sem saturação. Este efeito pode alterar consideravelmente o comportamento do sistema, podendo introduzir instabilidade. Na figura 2.33 está representado o diagrama de blocos de um controlador PID com saturação.

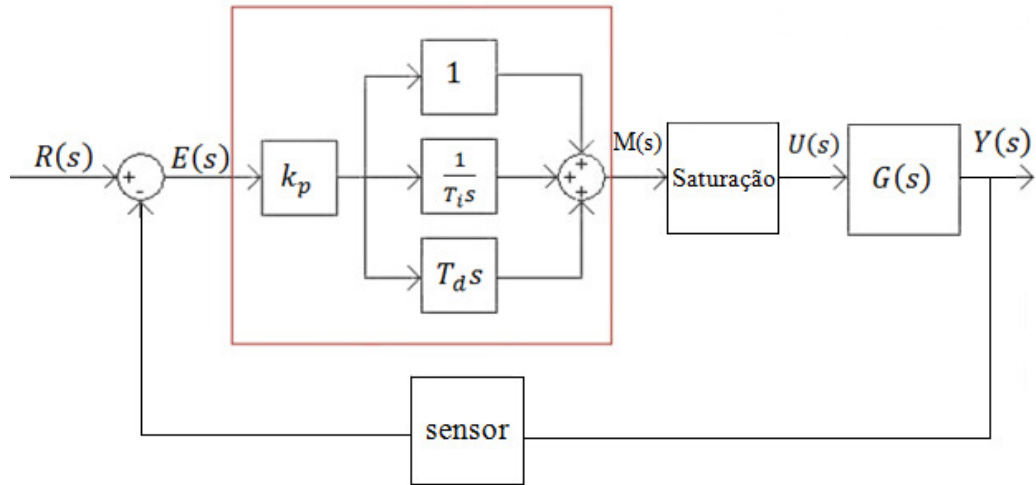


Figura 2.33 - Diagrama de blocos do controlador PID com saturação (Jacquot, 1981)

Um modo de minimizar os efeitos da saturação é introduzir um compensador chamado “anti-windup”. Este compensador tem como principal objectivo evitar que o sinal de controlo atinja valores elevados quando ocorre a saturação.

A acção Derivativa é uma componente onde o sinal de controlo $U(s)$ é proporcional ao erro $E(s)$ e à sua taxa de variação. Devido ao sinal de controlo $U(s)$ ser proporcional à taxa de variação do erro $E(s)$, esta acção de controlo nunca deverá ser usada sozinha.

A amplitude da correcção do sinal de erro $E(s)$ é proporcional à amplitude do desvio, onde uma grande taxa de variação provoca um grande sinal de correcção mesmo que o erro seja pequeno, no entanto se o erro não variar o sinal de correcção é nulo.

A acção Derivativa pode ser definida pela equação 2.33.

$$D(t) = k_D(T_d \times \frac{de(t)}{dt}) \quad \text{Eq. 2.33}$$

E a função de transferência pela equação 2.34.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = sT_d \quad \text{Eq. 2.34}$$

Onde k_d indica o ganho derivativo e T_d o tempo derivativo (Ogata, 2000).

Esta acção não pode ser usada em processos ruidosos, uma vez que a amplitude do ruído poderá atingir amplitudes de correcção prejudiciais ao processo.

É recomendada em processos que possuam vários tempos mortos e tem como objectivo melhorar a estabilidade do anel fechado.

2.4.2 Sintonização Automática de Controladores PID

Actualmente existem métodos sofisticados de sintetizar um controlador que cumpra as especificações, em regime estacionário e transitório enquanto este segue a referência e rejeita as perturbações. Estes métodos requerem da parte do projectista um conhecimento do modelo dinâmico do processo, na forma de equações ou um conhecimento detalhado da resposta em frequência numa gama alargada. Qualquer uma destas informações pode ser muito difícil de obter em meio industrial, o que levou ao desenvolvimento de técnicas mais eficientes na identificação de sistemas.

Os dois primeiros métodos de calibração apresentados, são métodos bastante conhecidos e utilizados em calibração de controladores PID há mais de 60 anos. Por estas razões e por ter utilizado o método do Relé como o de maior potencial para certo tipo de aplicações, estes serão apenas brevemente apresentados.

O primeiro método largamente utilizado para calibração de controladores PID foi o método da Sensibilidade Última, publicado por Ziegler e Nichols em 1942 (Astrom, 1995). Neste método o critério de ajuste de parâmetros baseia-se na avaliação da amplitude e frequência das oscilações do sistema no seu limite de estabilidade em anel fechado.

Este procedimento é constituído pelos seguintes passos:

1. Activar o controlador PID em modo proporcional, de modo a levar o sistema em anel fechado ao limiar da estabilidade.
2. Aumentar o ganho proporcional k_u até que o sistema comece a oscilar na saída da instalação. A oscilação deverá ser linear e a sua detecção deve ser realizada à saída do controlador.
3. Registar o valor do ganho crítico k_u e o período de oscilação T_u .
4. Ajustar os parâmetros do controlador de acordo com a Tabela 5:

Tabela 5 - Tabela de Ziegler-Nichols para o método da malha fechada

	k_p	T_i	T_d
P	$0,5 K_u$	-	-
PI	$0,45 K_u$	$0,83 T_u$	-
PID	$0,6 K_u$	$0,5 T_u$	$0,125 T_u$

Esta técnica, não é muito utilizada actualmente devido ao seu comportamento oscilatório. No entanto, é estudada com interesse pois a experiência mostra que a sua utilização no ajuste de controladores proporciona a muitos sistemas, respostas em malha fechada aceitáveis e serve de base às modernas técnicas de sintonização. Na figura 2.34 representa-se uma onda oscilante com período T_u .

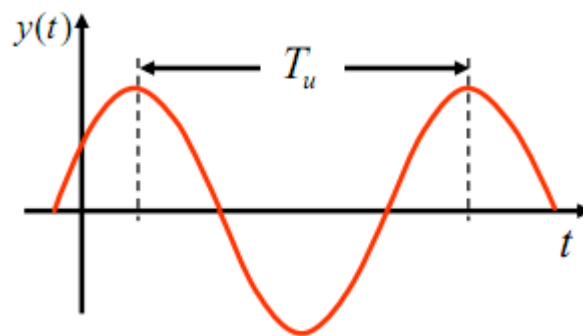


Figura 2.34 – Período de oscilação T_u - Método da sensibilidade última

O segundo método de Ziegler e Nichols, chamado de Curva de Reacção tem como objectivo analisar a curva de reacção da instalação em anel aberto a um degrau unitário. Quando o processo a controlar não envolve integradores nem pólos dominantes complexos-conjugados, a curva de resposta ao degrau unitário pode-se assemelhar a uma curva em forma de S. Se a resposta não apresentar esta curva, o método não se aplica. Uma versão linearizada de um sistema simples, pode ser obtida pela experiência em malha aberta, utilizando os seguintes procedimentos:

1. Com o sistema em malha aberta, leva-lo manualmente até ao seu ponto de operação normal. Se o sistema estabilizar em $y(t) = y_0$ para uma actuação constante de $u(t) = u_0$;
2. Em, t_0 , aplicar um step de variação na actuação de u_0 para u_∞ (variação entre 5 e 20% da gama disponível);
3. Registar a variável de processo até que esta estabilize;

4. Traça-se a tangente de declive máximo e calculam-se os parâmetros k_0 , t_0 e v_0 .

$$k_0 = \frac{y_\infty - y_0}{u_\infty - u_0} \quad \text{Eq. 2.35}$$

$$\tau_0 = t_1 - t_0 \quad \text{Eq. 2.36}$$

$$v_0 = t_2 - t_1 \quad \text{Eq. 2.37}$$

5. Por fim recorre-se à Tabela 6, que é composta pelos valores de Ziegler-Nichols (ZN) para o cálculo dos parâmetros do controlador PID, para a curva de reacção.

Tabela 6 - Calibração automática pelo método de Ziegler-Nichols (Astrom, 1995)

	k_P	T_i	T_d
P	$\frac{v_0}{k_0 \tau_0}$	-	-
PI	$\frac{0.9v_0}{k_0 \tau_0}$	$3\tau_0$	-
PID	$\frac{1.2v_0}{k_0 \tau_0}$	$2\tau_0$	$0.5\tau_0$

Na figura 2.35, representa-se a curva de reacção usando o método de malha aberta de Ziegler-Nichols, onde se pode visualizar o declive máximo da curva de reacção.

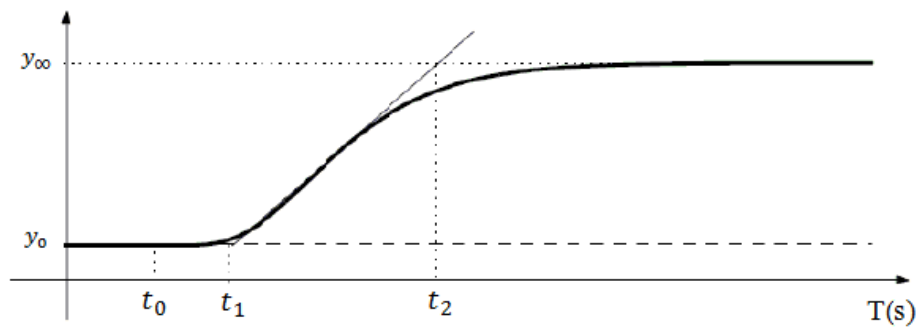


Figura 2.35 - Curva de reacção pelo Método de Malha aberta Ziegler-Nichols

O método da curva de reacção apresenta diversas vantagens em relação ao método da Sensibilidade última, como por exemplo:

- a) Requer pouco processamento matemático;
- b) Identifica as características do modelo em torno da sua importante, frequência crítica (frequência onde a margem de fase é $-\pi$);

- c) Adequa-se a diferentes processos industriais;
- d) Não requer conhecimento do modelo matemático do sistema;
- e) Calibração em produção, o processo não foge ao seu ponto nominal, pois a perturbação a impor é limitada pelos seus parâmetros;
- f) Baixa sensibilidade a perturbações, por ser implementado em malha fechada;
- g) Para processos com uma constante de tempo muito elevada, é mais eficiente em termos de tempo do que os métodos convencionais de step ou pulse;
- h) Evita o fastidioso procedimento de tentativa e erro na determinação do ganho crítico.

No que concerne às desvantagens é de referir apenas que não pode ser aplicado em sistemas muito ruidosos.

2.4.3 Redes Neurais

As redes neuronais surgiram tendo como base uma inspiração biológica remota nos neurónios que constituem o cérebro humano. O cérebro humano é então constituído por neurónios, onde cada neurónio está conectado a outros neurónios através dos respectivos axónios e sinapses. Os neurónios permitem memorizar informações vitais para os seres humanos, uma vez que estes aprendem a partir de exemplos, por exemplo a fala. O cérebro humano é capaz de realizar de forma eficiente tarefas extremamente complexas, tais como, o reconhecimento de padrões (rostos), o raciocínio indutivo/dedutivo, cálculo aritmético, (Gil, 2003). Foi a partir destas premissas que os primeiros investigadores se dedicaram ao estudo das Redes Neuronais conseguindo assim um método eficiente e rápido de aproximar qualquer função contínua, e também na identificação e controlo de sistemas dinâmicos.

O tipo de informação guardada pelas redes Neuronais tem várias aplicações onde se destacam o estabelecimento de modelos e a criação de controladores.

Existem habitualmente duas formas de estabelecer o modelo que representa um sistema: através da descrição matemática das equações matemáticas que correspondem aos princípios físicos do seu funcionamento ou a utilização de dados sobre o sistema, adquiridos através de experiências práticas, que permitam inferir um modelo. Contudo a primeira opção pode, por vezes revelar-se demasiado complexa se o sistema for de ordem muito elevada.

A segunda opção, também designada por identificação de sistemas, pode ser uma boa solução, no entanto é necessário ter em atenção à gama de recolha dos dados do modelo de forma a obter-se os melhores dados possíveis nas diversas zonas de funcionamento (Haykin, 2001).

Assim pode-se afirmar que a principal vantagem das Redes Neurais consiste na sua capacidade de aprendizagem, eliminando-se assim a necessidade de modelos matemáticos para descrever o sistema. Outra vantagem é a sua elevada imunidade ao ruído.

Uma rede neuronal é uma estrutura composta por um conjunto de unidades básicas denominadas neurónios, conectados entre si. Também fazem parte de um neurónio as dendrites que são responsáveis pela detecção de sinais que afluem aos neurónios, o axónio que consiste numa fibra nervosa associada á transmissão de sinais emitidos pelo neurónio e por fim as sinapses que consistem na conexão de um axónio a uma dendrite de outro neurónio (Gil, 2003). Cada neurónio é um operador de uma única saída e diversas entradas conectadas nas saídas de outros neurónios que compõem a rede. O neurónio pondera as entradas através de parâmetros denominados pesos para, em seguida aplicar uma transformação no somatório das entradas ponderadas. Esta transformação consiste na aplicação de uma dinâmica linear, seguida de uma função de activação, f , como pode está representado na figura 2.36.

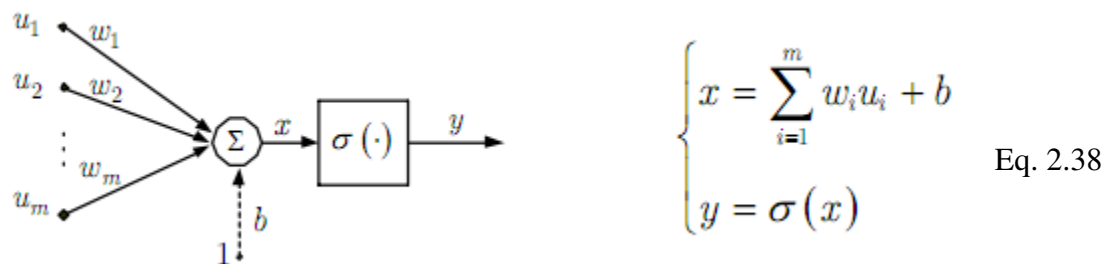


Figura 2.36 - Estrutura de um neurónio artificial (Gil, 2003)

Onde u_i ($i = 1, \dots, m$) indica os potenciais de acção ou entradas, w_i ($i = 1, \dots, m$) indica o peso ou coesão das ligações sinápticas, b indica a polaridade, x indica a soma ponderada das entradas ou o estado de activação, $\sigma(\cdot)$ indica a função de activação e y indica a saída ou a resposta do neurónio.

Na Tabela 7 estão representadas algumas funções de activação mais utilizadas numa Rede Neuronal.

Tabela 7 – Funções de Activação de uma rede neuronal (Gil, 2003)

Função de Activação	Expressão Matemática
Bipolar	$\sigma(x) = \begin{cases} 1 & \Leftarrow x \geq 0 \\ -1 & \Leftarrow x < 0 \end{cases}$
Linear	$\sigma(x) = \alpha x, \alpha \in \mathbb{R}$
Sigmoide	$\sigma(x) = \beta \frac{1 - e^{-\alpha x}}{1 + e^{-\alpha x}}, \alpha, \beta \in \mathbb{R}^+ \setminus 0$
Tangente Hiperbólica	$\sigma(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}$
Logística	$\sigma(x) = \frac{1}{1 + e^{-\alpha x}}, \alpha \in \mathbb{R}^+ \setminus 0$
Gaussiana	$\sigma(x) = e^{-\frac{ x-c ^2}{2v}}, c \in \mathbb{R}, v \in \mathbb{R}^+ \setminus 0$

As funções de activação apresentam como principal objectivo a transformação do espaço de entrada no espaço de saída (mapeamento).

2.4.4 Arquitecturas de Controlo Neuronal IMC

As redes neuronais podem ser usadas directa ou indirectamente para controlar sistemas dinâmicos não lineares. Estas apresentam vantagens relativamente a outros controladores quando o processo é difícil de modelar, é não linear e sofre alterações de parâmetros com o tempo (variável no tempo).

O Controlador Neuronal Directo é implementado por meio de uma estrutura neuronal, inserida directamente no anel de controlo. Tem como objectivo permitir que a rede neuronal previamente treinada produza uma resposta adequada $u(k-1)$, em função de entradas e saídas passadas do processo e da referência no instante k . Na figura 2.37 representa-se o diagrama de blocos da estrutura de treino do controlador Neuronal Directo.

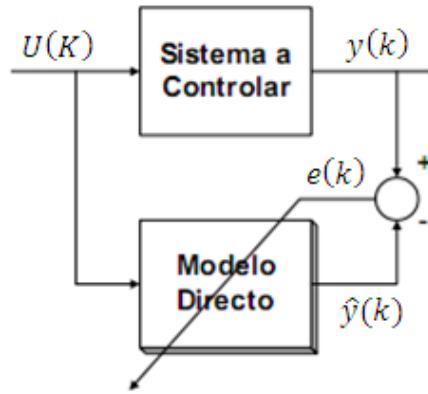


Figura 2.37 - Controlador Neuronal Directo (Dias, 2005)

No Controlador Neuronal Indirecto a rede neuronal é utilizada apenas como modelo do sistema a controlar (processo). Na figura 2.38 representa-se o diagrama de blocos da estrutura de treino do controlador Neuronal Indirecto.

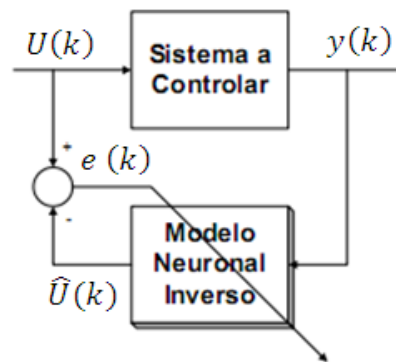


Figura 2.38 - Controlador Neuronal Indirecto (Dias, 2005)

O Controlador Neuronal Inverso Directo a rede neuronal é treinada de modo a reproduzir a inversa do processo a controlar, que vem dada pela seguinte equação:

$$u_{nn}(k-1) = f^{-1}(y(k), \dots, y(k-n_a) u(k-2) \dots u(k-n_b)) \quad \text{Eq. 2.39}$$

Supondo que a entrada de um sistema é definida pela equação 2.40.

$$u_{nn}(k-1) = g(r(k), y(k-1), \dots, y(k-n_a), u(k-2), \dots, u(k-n_b)) \quad \text{Eq. 2.40}$$

Na figura 2.39 representa-se a estrutura de um Controlador Neuronal Inverso Directo.

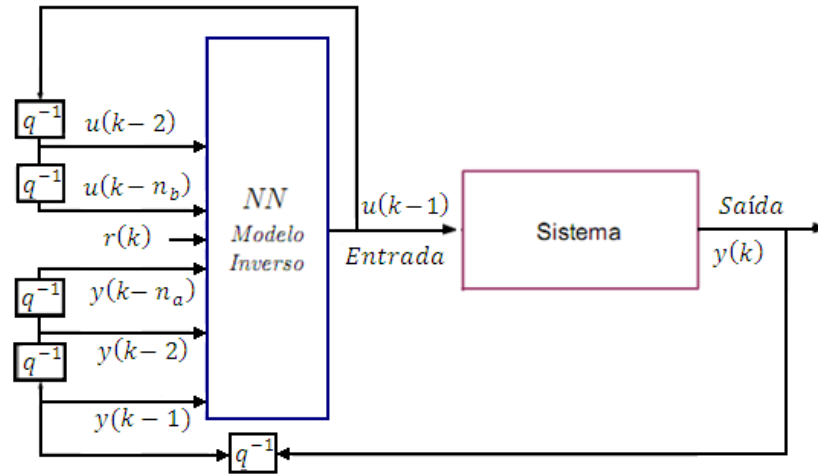


Figura 2.39 - Estrutura de um Controlador Neuronal Inverso Directo (Gil, 2003)

Depois do treino da rede a acção de controlo $u_{nn}(k-1)$ é obtida considerando como entrada da rede o regressor definido pela quação 2.41.

$$\varphi(k) = [r(k) \ y(k-1) \dots \ y(k-n_a)u(k-2) \dots u(k-n_b)]^T \quad \text{Eq. 2.41}$$

2.5 Detecção, Diagnóstico e Controlo Tolerante a Falhas

A área de controlo tolerante a falhas (FTC) constitui um desafio à investigação realizada ao longo dos anos sobre a teoria do controlo, no sentido do desenvolvimento de arquitecturas e de metodologias que assegurem, com um elevado grau de segurança, o desempenho e a robustez dos sistemas.

A possibilidade de detectar e diagnosticar as falhas que ocorram num sistema e a acomodação dessas mesmas falhas, recorrendo eventualmente à reconfiguração do sistema de controlo, são factores cada vez mais determinantes para o sucesso dum sistema de supervisão e controlo e para a transferência dos resultados da investigação para os processos industriais.

A supervisão de processos dinâmicos tem como principais objectivos monitorizar o estado do processo em cada momento, identificando os estados indesejados ou não permitidos, e agir apropriadamente para evitar avarias ou mesmo acidentes. Os desvios relativamente ao comportamento normal do processo ou dos seus componentes resultam normalmente de

falhas e de erros com causas diversificadas. Caso não sejam realizadas acções apropriadas, esses desvios do funcionamento normal podem resultar num funcionamento defeituoso ou mesmo em avaria por um período de tempo que poderá ser de curta ou de longa duração.

Deste modo, uma das principais motivações para a consideração de um sistema de supervisão é a necessidade de evitar o funcionamento defeituoso ou a avaria de um processo ou de algum dos seus componentes.

Se as falhas puderem ser detectadas e diagnosticadas atempadamente, será possível em muitas situações efectuar a sua acomodação ou, em casos mais críticos, proceder à reconfiguração do processo e do sistema de controlo, de forma a garantir que todo o sistema continua a sua operação em segurança até que se possa efectuar a operação de manutenção (reparação ou substituição) do (s) componente (s) que estiveram na origem da falha. Os sistemas de controlo que procuram de alguma forma dar resposta às falhas dizem-se, genericamente, sistemas de controlo tolerante a falhas – FTCS (Fault Tolerant Control Systems). No caso dos sistemas de controlo serem supervisionados, estes designam-se por sistemas de controlo supervisionado tolerante a falhas - FTSC (Fault Tolerant Supervisory Control).

Então desde o início da década de 1970 que a investigação no diagnóstico de falhas em processos tem vindo a crescer consideravelmente em todo o mundo, tanto nos aspectos teóricos como nas aplicações (Frank and Ding, 1997; Patton and Chen, 1997).

Deste modo, a investigação na detecção e diagnóstico de falhas e no controlo de processos tolerante a falhas tem vindo a ter uma crescente relevância na comunidade científica internacional, promovendo a interacção entre grupos oriundos de diversas áreas como do controlo, da matemática, do processamento de sinal, da computação adaptativa ou da inteligência artificial. Poder-se-á dizer que a tolerância a falhas é um domínio que resulta da combinação de várias disciplinas, tendo como objectivo central evitar que as falhas que possam ocorrer em componentes de um processo se desenvolvam e se transformem em avarias que conduzam ao mau funcionamento do processo e a possíveis situações de insegurança. Na figura 2.40 representa-se o desenvolvimento histórico da detecção e diagnóstico de falhas (FDD).

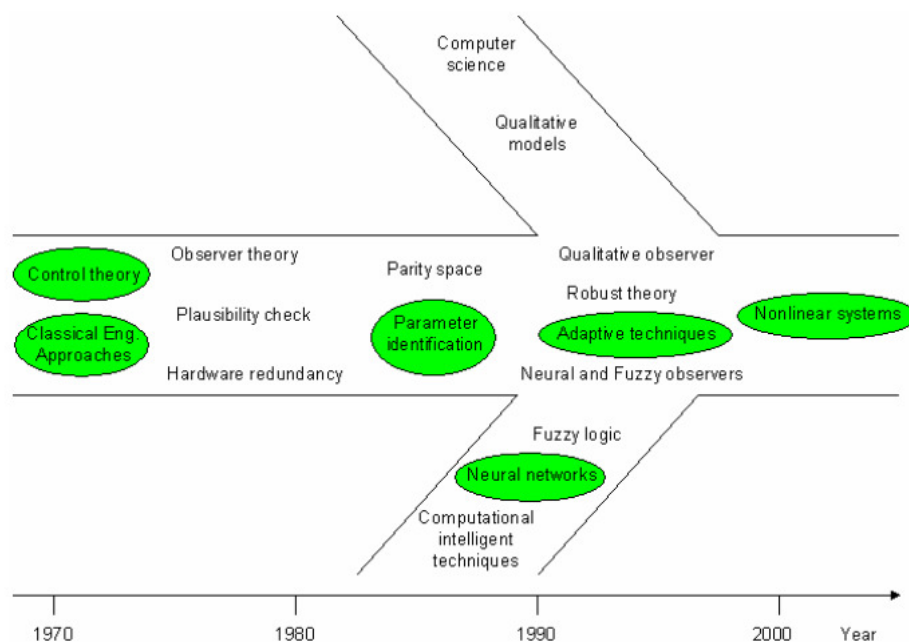


Figura 2.40 – Desenvolvimento histórico da evolução FDD (Palma, 2007)

Analisando a figura 2.40 constata-se que no início da evolução (1970) da detecção e diagnóstico de falhas (FDD) as suas aplicações residiam basicamente na evolução da teoria do observador. Durante os primeiros vinte anos, foi a comunidade associada ao controlo que começou a aplicar e a desenvolver a FDD, mas nos últimos anos é a comunidade associada à ciência da computação e inteligência artificial que tem contribuído significativamente para a evolução da FDD através de diferentes abordagens.

2.5.1 A Importância da Tolerância a Falhas

Nos dias actuais a constante evolução tecnológica, permite que a qualidade dos produtos consumidos pelo consumidor, levando a que o desempenho dos sistemas de produção industrial aumente, bem como a complexidade e o grau de automatização dos processos de produção envolvidos (Frank and Ding, 2000).

Este desenvolvimento tem exigido uma maior segurança e fiabilidade da parte dos sistemas (que procuram garantir que os processos que controlam funcionam correctamente, de acordo com os objectivos definidos pelos fabricantes ou pelo utilizador), que se pode obter aumentando a qualidade e a robustez dos componentes. Contudo, não é possível garantir que não ocorreram falhas na operação de um processo causando, muitas vezes reacções indesejáveis, avarias ou mesmo conduzir à paragem do processo e, por esta razão, a detecção e diagnóstico de falhas é da mais extrema importância. É de salientar que as falhas no

contexto dos sistemas tecnológicos podem-se considerar eventos, que usualmente, acontecem com pouca frequência e em instantes de tempo inesperados. Em Isermann e Ballé (1997) é proposta a seguinte definição para falha:

Falha: é um desvio não permitido ao comportamento aceitável, usual ou normal (standard), de, pelo menos, uma propriedade característica ou parâmetro de um sistemas.

A Arquitectura da Detecção e Diagnóstico de Falhas (FDIA) contém três funções (Gertler, 1998):

1. Detecção de falhas (FD – Fault Detection): tem como função fornecer a indicação da presença de falhas;

Há vários métodos e diferentes abordagens usados na detecção de falhas que foram propostos ao longo dos anos (Frank, et al., 1997; Isermann e Balle, 1997; Chen & Patton, 1999).

Dependendo do método e das características (resíduos, etc.), os métodos de detecção de falhas podem ser divididos em três categorias principais como está representado na figura 2.41 (Palma, 2007).

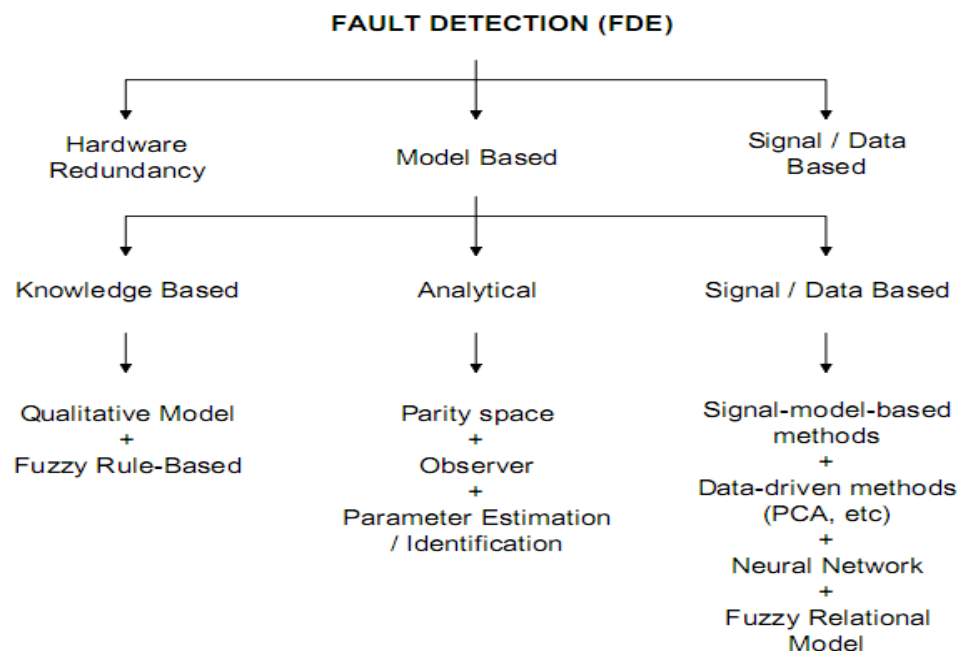


Figura 2.41 – Planta dos Métodos para Detecção de Falhas (Palma, 2007)

Apesar de haver vários métodos para a detecção de falhas, nesta dissertação foram utilizados dois métodos para a detecção de falhas. O primeiro método é baseado num modelo onde é

calculado e identificado em linha a estimação de parâmetros (ARX), e o segundo método foi baseado em dados/sinais através da aplicação da Análise em Componentes Principais (PCA). O método ARX é um método dinâmico uma vez que calcula os seus parâmetros em tempo real e pode ser considerado como um modelo adaptativo, uma vez que tem a capacidade de adaptação em tempo real.

O método baseado na análise em Componentes Principais é um método estático, uma vez que a captação dos dados é feita previamente e não em tempo real. Este método consiste em analisar a correlação existente entre sinais.

Foram escolhidos estes dois métodos para a detecção de Falhas uma vez que estes métodos não são pesados computacionalmente e permitem obter bons resultados.

2. Isolamento de falhas (FI – Fault Isolation): tem como função a determinação da localização das falhas (nos actuadores, nos sensores, nos processos, etc.), e dos instantes temporais em que ocorreram.

3. Análise de Falhas (FA – Fault Analysis): determinação da magnitude das falhas.

A Arquitectura de Detecção e Isolamento de Falhas (FDI) baseada em modelos do processo, pode ser observada na figura 2.42 (Palma, 2001). Esta é composta por metodologias quantitativas na fase de detecção de falhas e metodologias qualitativas nas fases de diagnóstico de falhas.

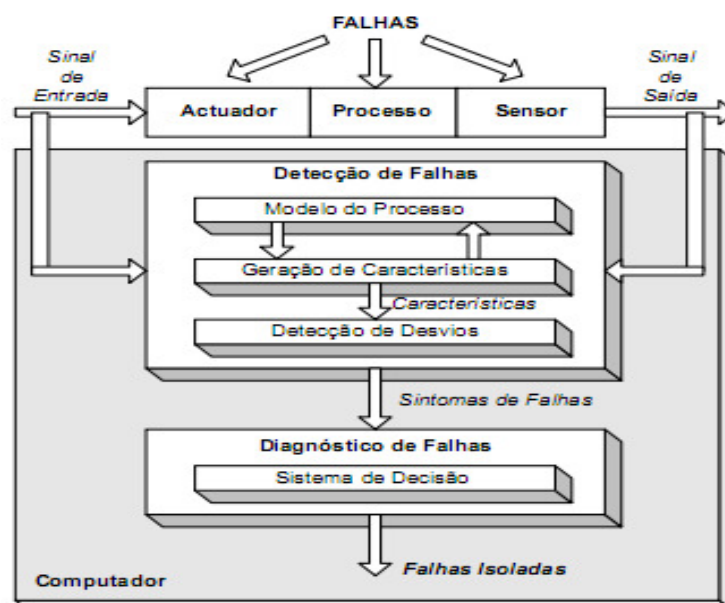


Figura 2.42 - Arquitectura de sistemas FDI baseado em modelos (Palma, 2001)

Nota: Normalmente, as tarefas de Isolamento e de Análise denominam-se de Diagnóstico de falhas. A maioria dos sistemas reais contém apenas as tarefas de Detecção e Isolamento de falhas, e por isso referem-se como sistemas FDI.

2.5.2 Análise de Componentes Principais (PCA)

A análise de componentes principais – PCA (do Inglês Principal Component Analysis) é um método linear estatístico que tem como objectivo, reduzir o número de variáveis originais, que são correlacionadas entre si, num conjunto de variáveis independentes designadas por Componentes Principais (PC). Cada uma das componentes principais, é composta como uma combinação linear das variáveis originais. Tem como principal vantagem o facto de reduzir a informação de várias variáveis correlacionadas (e portanto de alguma forma redundantes) em uma ou mais combinações lineares independentes que representam a maior parte da informação presente nas variáveis originais. Por exemplo, um sistema com oito variáveis, após a transformação, terá oito Componentes Principais. A transformação de coordenadas é bastante simples, quando se usam matrizes. Nestas combinações lineares, cada variável terá uma importância ou peso diferente. Como as Componentes Principais são ortogonais (perpendiculares) entre si, cada componente terá uma informação estatística diferente. Na figura 2.43 representa-se duas componentes principais, a primeira Componente Principal PC1 e a segunda Componente Principal PC2.

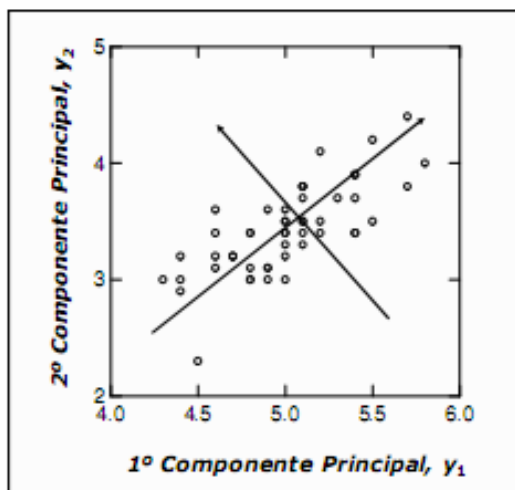


Figura 2.43 - Representação da 1ª e 2ª Componentes Principais
de um modo genérico (Jolliffe, 2002)

Analisando a figura, podemos afirmar que a 1ª PC possui maior variância que a 2ª PC. Tal facto deve-se ao facto da 1ª PC possuir o maior valor próprio (“eigenvalue”), enquanto que a 2ª PC possui um valor próprio menor, como se verifica na figura 2.44.

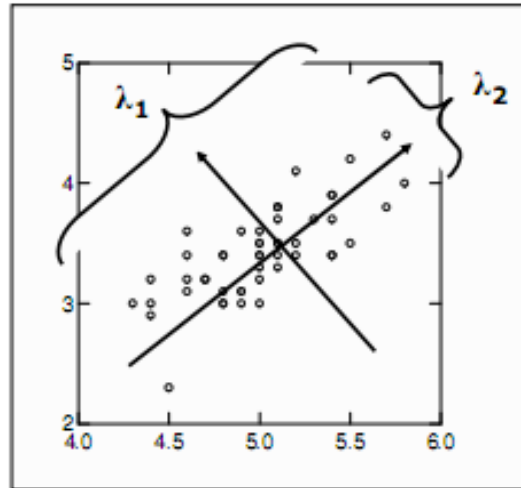


Figura 2.44 - Comparação de valores próprios da 1ª e 2ª PC (Jolliffe, 2002)

As Componentes Principais possuem uma característica muito importante decorrente do processo da transformação matemático-estatístico de geração de cada PC que maximiza a informação estatística para cada uma das coordenadas que estão a ser criadas. As variáveis originais têm sempre a mesma importância estatística, enquanto que as PC têm importância estatística decrescente. Ou seja, as primeiras componentes principais são as mais importantes, logo podemos desprezar as restantes. Desta característica pode-se definir dois parâmetros fundamentais na Análise de Componentes Principais:

1. Podem ser analisadas separadamente devido à sua ortogonalidade, servindo para interpretar o peso das variáveis originais na combinação das componentes principais mais importantes.
2. Podem servir para visualizar o conjunto da amostra apenas pelo gráfico das duas primeiras componentes principais, que detêm maior parte da informação estatística.

Fazendo uma analogia entre um gráfico cartesiano/tridimensional com uma matriz de dados, um ponto no gráfico cartesiano é representado pelos valores das coordenadas cartesianas x e y . No caso de um ponto num gráfico tridimensional, a representação é dada pelos valores das coordenadas x , y e z . No caso de estarmos na presença de uma matriz de dados, esta irá conter amostras e/ou variáveis, e, as amostras correspondem aos valores dos pontos num

gráfico cartesiano/ tridimensional, enquanto que as variáveis correspondem aos valores de cada uma das coordenadas.

Em síntese podemos afirmar que a Análise de Componentes Principais é uma técnica linear de redução da dimensão, que capta a variância dos dados. Tem a capacidade de obter vectores ortogonais ordenados pela quantidade de variância consoante a direcção dos vectores ortogonais. Supondo que um conjunto de treino, contém n observações e m variáveis do processo todos carregados numa matriz de dados $X \in \mathbb{R}^{n \times m}$, os vectores ortogonais podem ser calculados através dos pontos estacionários a partir da equação 2.42, do problema de optimização (Chiang et al, 2001):

$$\max_{V \neq 0} \left(\frac{V^T X^T X V}{V^T V} \right) \quad \text{Eq. 2.42}$$

Onde $V \in \mathbb{R}^{m \times 1}$ é uma matriz coluna que contém todos os vectores singulares. Os pontos estacionários da equação 2.42 podem ser definidos através de uma decomposição dos valores singulares (SVD), através da equação 2.43.

$$\frac{1}{\sqrt{n-1}} X = U \Sigma V^T \quad \text{Eq. 2.43}$$

Onde $U \in \mathbb{R}^{n \times n}$ e $V \in \mathbb{R}^{m \times m}$ são matrizes unitárias e $\Sigma \in \mathbb{R}^{n \times m}$ é uma matriz que contém os valores singulares reais de magnitude decrescente ($\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_m \geq 0$) e o enegésimo valor próprio igual ao quadrado do enegésimo valor singular (ou seja, $\lambda_1 = \sigma_1^2$).

Quando o objectivo é minimizar o efeito do ruído presente na representação do PCA e para optimizar a captura da variação dos dados, então apenas os vectores ortogonais correspondentes ao maior valor singular ‘a’ devem ser mantidos no modelo do PCA. O PCA projecta a observação do espaço de estado em dois sub-espacos: o sub-espaço das componentes principais e o sub-espaço dos resíduos.

Seleccionando as colunas da matriz $V \in \mathbb{R}^{m \times m}$ associada ao maior valor ‘a’ dos valores singulares, obtém-se a matriz $P \in \mathbb{R}^{m \times a}$.

Então as projecções da observação dos dados referentes à matriz de dados $X \in \mathbb{R}^{n \times m}$ num espaço a duas dimensões podem ser definidos pela matriz $T \in \mathbb{R}^{n \times a}$ que é definida pela equação 2.44.

$$T = X P \quad \text{Eq. 2.44}$$

Para se voltar a ter a matriz de dados inicial $X \in \mathbb{R}^{n \times m}$ no espaço de dimensões recorre-se à seguinte equação:

$$\hat{X} = TP^T \quad \text{Eq. 2.45}$$

3. Controlo e Diagnóstico de Falhas no Motor DC

Neste capítulo é efectuada a análise detalhada do hardware utilizado na implementação desta dissertação, e são descritas as técnicas utilizadas no accionamento do motor DC.

3.1 Electrónica de Accionamento do Motor DC

O circuito de Hardware utilizado nesta dissertação para o accionamento do motor DC encontra-se representado na figura 3.1 (Feedback 70-005).

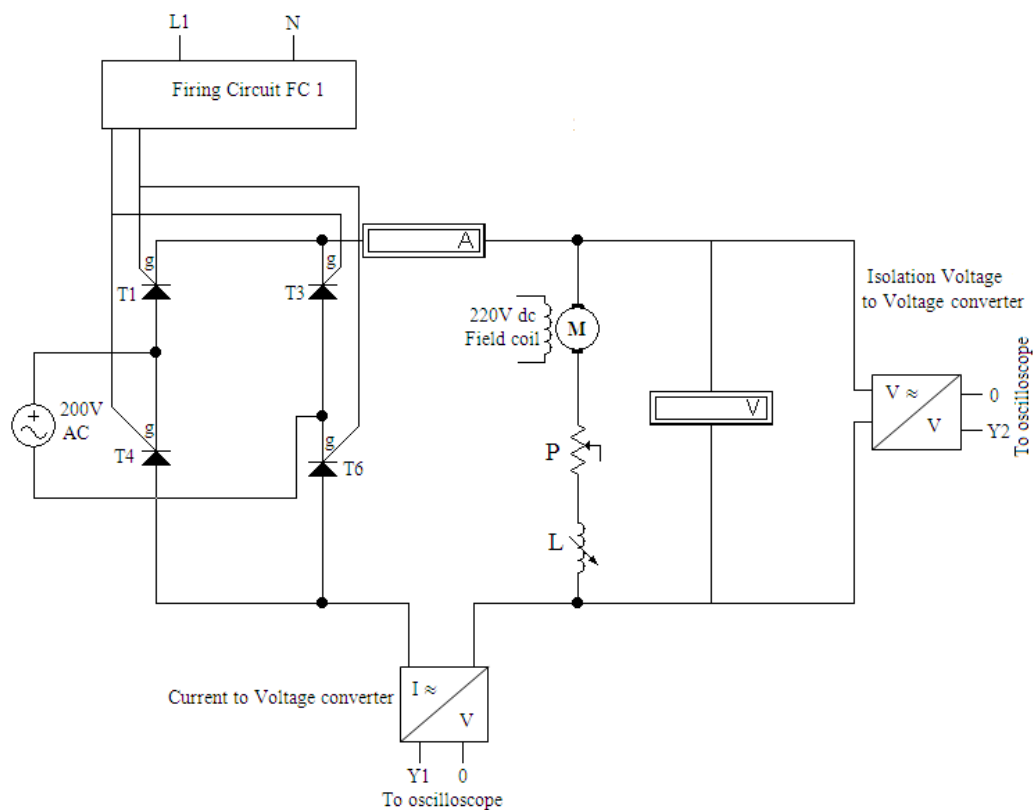


Figura 3.1 - Circuito de Hardware utilizado no Accionamento do motor DC (Feedback 70-005)

Analisando a figura 3.1 verificamos que foi utilizada uma ponte em H para a rectificação da tensão AC em tensão DC aplicada ao motor DC. A ponte em H contém quatro tiristores (T1, T3, T4, T6) onde só dois deles funcionam simultaneamente. Assim quando a tensão AC é positiva estão a funcionar os tiristores (T1, T6), quando a tensão AC é negativa funcionam os tiristores (T3, T4). No motor de corrente contínua utilizado foi utilizada uma configuração com excitação independente, onde os enrolamentos do estator são alimentados através de uma fonte de tensão contínua (230V DC) e os enrolamentos do rotor são alimentados através da

ponte H e da bobina variável L. Na figura 3.2 encontra-se representado o circuito de alimentação do estator.

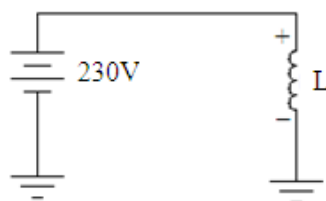


Figura 3.2 - Alimentação do estator

Como se verifica pela figura 3.2, o circuito do estator é alimentado directamente por uma fonte DC.

Na figura 3.3 representa-se o circuito de excitação independente usado nesta dissertação. Este tipo de excitação permite que o campo magnético seja constante à volta da armadura.

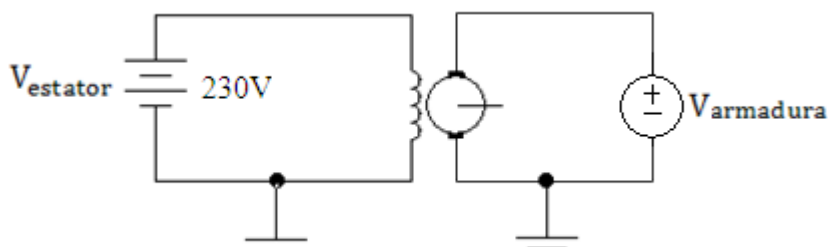


Figura 3.3 – Circuito de Excitação Independente do motor DC

Na figura 3.4 representa-se a arquitectura utilizada no controlo do motor DC.

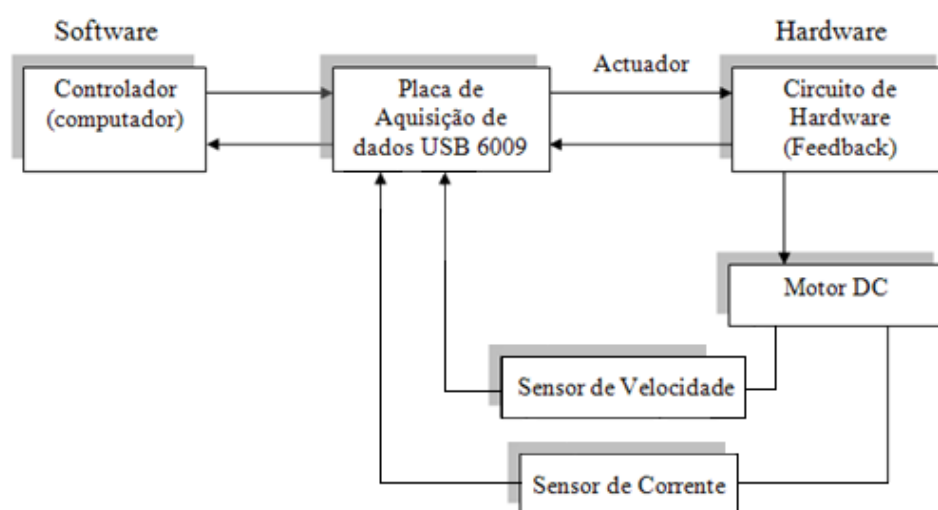


Figura 3.4 - Arquitectura de Controlo para o motor DC

Na figura 3.4 verifica-se que para o controlo do motor DC (63-110) foi necessário utilizar componentes de Software e de Hardware. Analisando a figura de um modo sucinto tem-se que: em primeiro lugar o controlador presente no computador comunica com o Motor DC (63-110) através da placa de aquisição de dados USB 6009, depois a placa vai enviar os sinais recebidos do computador para o módulo (70-20) da Feedback que contém o circuito de Hardware (Ponte H constituída por tiristores) que por sua vez vai fazer com que o motor DC entre em funcionamento através da electrónica de potência presente no módulo 70-220, por fim através do sensor de velocidade (motor DC com tacómetro) e do sensor de corrente LEM, consegue-se obter os sinais vindos do motor DC (63-110) na placa de aquisição de dados, que os vai transmitir ao computador de modo a sere analisados.

No accionamento do motor DC foi utilizado o módulo 70-220 da Feedback. O módulo permite modelar o sinal vindo da placa de aquisição de dados para o motor, de modo a que o motor receba uma tensão suficiente para garantir seu funcionamento. Para que o accionamento fosse possível, o módulo 70-220 utiliza o accionamento por PWM. Este tipo de accionamento é muito utilizado em motores de média e alta potência.

Este accionamento é realizado alternando a tensão aplicada ao motor entre dois valores distintos. Desta forma, pode-se calcular o valor efectivo da tensão sobre o motor fazendo uma média ponderada entre os tempos em que o motor fica sujeito a dois valores de tensão, como mostra a equação 3.1.

$$V_M = \frac{V_h T_h + V_l T_l}{T_h + T_l} \quad \text{Eq. 3.1}$$

Onde V_M é a tensão média sobre a carga, V_h e V_l correspondem aos níveis de tensão alta e baixa. T_h e T_l são os tempos em que a carga fica submetida a uma tensão alta e baixa, conforme mostra a figura 3.5.

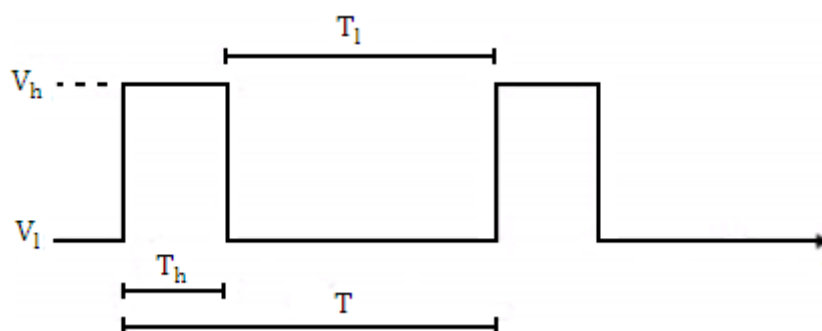


Figura 3.5 - Tensão no Motor DC no Accionamento por PWM (Pomilio, 2001)

Para facilitar esse cálculo define-se ciclo de trabalho como:

$$D(T) = \frac{T_h}{T} \quad \text{Eq. 3.2}$$

Onde $D(T)$ é o ciclo de trabalho e T é o período da onda. Desta forma a tensão média sobre a carga pode ser calculada pela seguinte equação:

$$V_M(t) = D(t)V_h + (1 - D(t))V_l \quad \text{Eq. 3.3}$$

A tensão média sobre os terminais do motor pode ser alterada através de mudanças no ciclo de trabalho do sinal de entrada do accionamento.

Uma ponte H possui este nome devido à forma como as chaves e a carga estão dispostas no circuito. Este circuito é muito utilizado devido a não ser necessário criar tensões negativas e nem desligar os terminais para que eles sejam trocados.

A figura 3.6 mostra o circuito de uma ponte H básica.

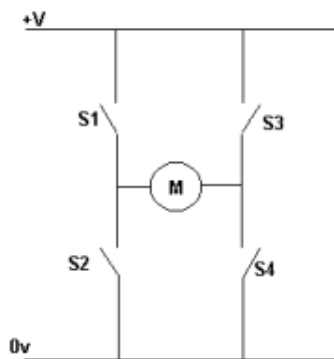


Figura 3.6 – Electrónica de Potência Ponte H

Analisando figura 3.6 verifica-se que, quando se fecham as chaves S1 a S4 numa ordem fixa, pode-se fazer o motor rodar para a frente, para trás ou este funcionar como travão. Uma vantagem da arquitectura da Ponte em H é o facto de as chaves que efectuem a comutação poderem ser dispositivos semicondutores de potência como transístores e/ou tiristores que suportam correntes elevadas, são baratos e acessíveis do ponto de vista monetário.

Na figura 3.7 representa-se uma ponte H com quatro tiristores e os seus vários modos de funcionamento.

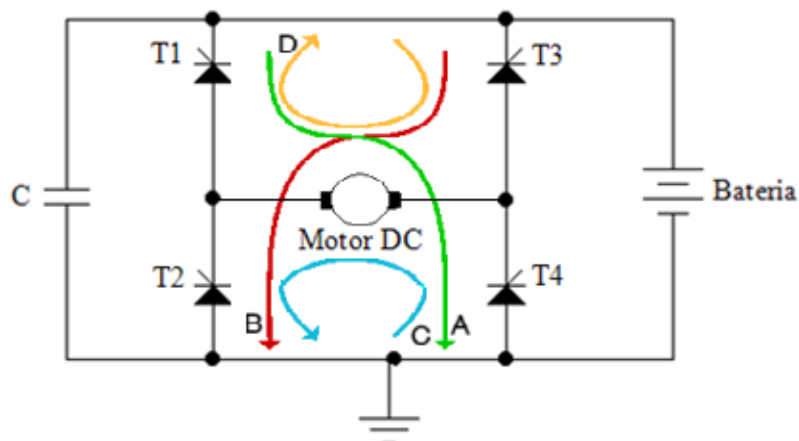


Figura 3.7 - Modos de funcionamento de uma Ponte H

Analisando a figura 3.7 verifica-se que, para fazer o motor DC rodar no sentido dos ponteiros do relógio, a corrente sai da bateria, passa pelo tiristor T1, pelo motor DC e por fim pelo tiristor T4, como está representado pela curva A. Para rodar no sentido inverso dos ponteiros do relógio, os tiristores T1 e T4 devem ser desactivados, activando-se os tiristores T2 e T3, fazendo a corrente percorrer o caminho B. Para travar o motor há duas opções, ou se usa os tiristores T2 e T4 (curva C), ou os tiristores T1 e T3 (curva D). Em ambas as opções os terminais do motor são curto-circuitados. O efeito de curto-circuitar os terminais do motor é chamado de travagem do motor, e acontece devido ao fato de toda a energia do motor estar a ser dissipada somente na resistência interna deste, que é, normalmente, muito pequena, fazendo com que a energia se dissipe rapidamente, funcionando assim como um travão para o motor.

Um grande problema de pontes H é um efeito chamado “shoot-through”, que acontece quando estão duas chaves ligadas do mesmo lado da ponte. Quando isso acontece, a bateria sofre um curto-circuito, gerando uma descarga muito grande de corrente que, em geral, faz com que as chaves sejam destruídas completamente.

Adicionar um PWM a uma ponte H é bastante simples. Para o motor DC rodar para frente, basta manter o tiristor T1 permanentemente ligado e o tiristor T4 ligado durante o tempo de condução T_{on} , estando T2 e T3 desligados, e durante o resto do período desligar o tiristor T4. Devido à indutância existente no motor, a corrente tenta percorrer o circuito da figura 3.7 enquanto T4 estiver desligado então o tiristor T3 deve ser accionado nesse intervalo de tempo (caminho D na figura 3.7), pois este permite obter um caminho de baixa impedância para a corrente do motor, com perdas mínimas de energia.

Apesar de isto travar o motor, é esse efeito de ligar e desligar o motor que cria a tensão média necessária para este apresentar uma velocidade variável. Algo similar deve ser feito para que

o motor rode para trás, através do accionamento dos tiristores T2 e T3 durante o tempo de condução T_{on} , e durante o resto do período desligando T2 e ligando T1.

Nesta dissertação foi necessário aplicar uma rectificação para o accionamento do motor de corrente contínua. A rectificação converte uma tensão em corrente alternada numa tensão de corrente contínua, para alimentar cargas de corrente contínua (motor). A tensão de entrada em corrente alternada foi monofásica. Na figura 3.8 está representado o diagrama de blocos de um rectificador.

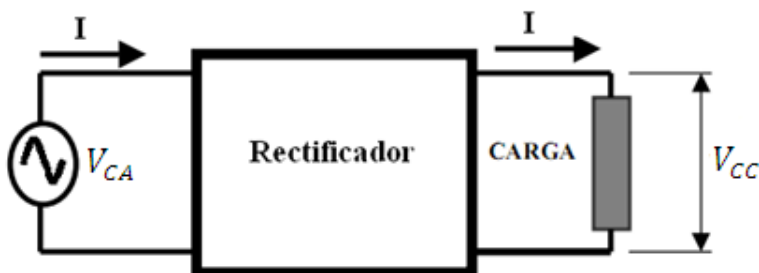


Figura 3.8 - Diagrama de blocos de um rectificador (CA-CC) (Pomilio, 2001)

Os rectificadores são usados em muitas aplicações, de entre as quais se destacam os carregadores de bateria, controlo de motores de corrente contínua, etc.

O método utilizado para variar a velocidade do motor DC é conhecido pela sigla em Inglês PWM (Pulse Width Modulation, Modulação por Largura de Pulso). Foi usado nesta dissertação com o objectivo de controlar de uma forma eficiente a potência fornecida ao motor DC. Devido às suas características passa-baixo, filtra as oscilações do sinal desde que a frequência de comutação seja suficientemente elevada. Na figura 3.9 representa-se uma onda quadrática onde é aplicado um PWM com uma taxa de ciclo de 50%.

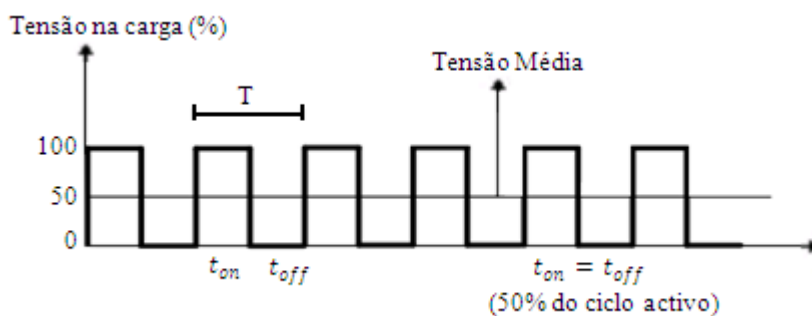


Figura 3.9 - Sinal PWM com uma taxa de 50%

O método do PWM consiste em ligar e desligar o motor numa frequência fixa, através de uma chave, que normalmente é um transístor (Bipolar ou MOSFET) ou tiristor (SCR), fazendo com que o motor rode numa velocidade proporcional à relação entre o tempo ligado (T_{on}) e o

período (T). Esta relação é chamada de Duty Cycle (D) e quando multiplicada pela tensão de pico (tensão de alimentação do motor) obtém-se uma tensão média que equivale à tensão DC que teria que ser aplicada para fazer o motor rodar à mesma velocidade.

A figura 3.10 mostra três formas de onda geradas com PWM, para uma frequência constante e diferentes taxas de ciclo onde a largura de pulso define a quantidade de potência entregue ao motor.



Figura 3.10 - (A) – PWM a 95 %, (B) – PWM a 50 %, (C) – PWM a 5 %

Analisando a figura 3.10 constata-se que na primeira forma de onda (A) o valor do PWM é de 95%, estando o motor a receber quase toda a sua tensão. Na segunda forma de onda (B) o motor estaria a rodar aproximadamente a metade de sua velocidade máxima, uma vez que o valor do PWM é de 50% por fim na terceira e última figura (C) o motor estaria com uma velocidade muito baixa, quase parado pois só está a receber 1% de tensão.

A potência entregue ao motor é independente da frequência da onda aplicada. A figura 3.11 representa dois sinais de frequências diferentes que para a mesma taxa de ciclo devolvem ao motor a mesma potência.

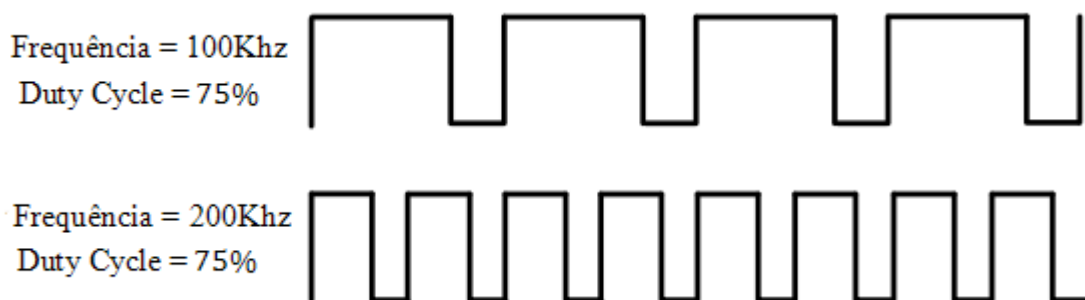


Figura 3.11 - Sinal PWM com frequências diferentes

No controlo por PWM, os interruptores dos conversores são ligados e desligados durante um período de tempo e a tensão de saída é controlada pela variação de largura dos pulsos.

Neste contexto, o princípio fundamental subjacente ao controlo através da técnica de PWM é a capacidade de variar a largura do pulso de modo a controlar a taxa de ciclo do sinal de forma a ter controlo sobre a potência aplicada ao motor.

O sinal modulado por largura de pulso resulta da comparação de um sinal portador com outro modulante como representado na figura 3.12. O primeiro sinal geralmente triangular ou sinusoidal, é responsável pela frequência de comutação cabendo ao segundo sinal definir a largura do pulso do sinal modulado.

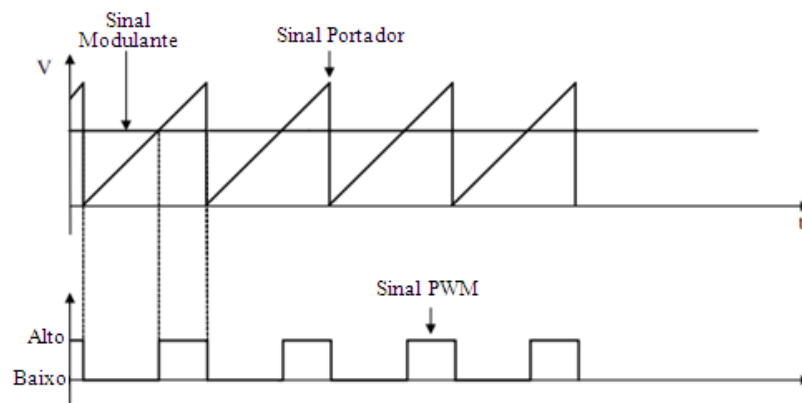


Figura 3.12 - Modulação de um sinal para um sinal PWM

Da comparação do sinal triangular (sinal portador) com o sinal modulante, resulta um sinal modulado por largura de pulso, onde o sinal PWM apresenta as seguintes características, definida pela equação 3.4.

$$\text{Sinal}_{\text{PWM}} = \begin{cases} \text{Alto, se Sinal Modulante} < \text{Sinal da Portadora} \\ \text{Baixo, se Sinal Modulante} > \text{Sinal da Portadora} \end{cases} \quad \text{Eq. 3.4}$$

Módulos de Hardware

O Hardware utilizado nesta dissertação utiliza vários módulos que compõem o equipamento da Feedback (Feedback, 2000b).

➤ Alimentação Trifásica (módulo 60-132)

A alimentação do equipamento da Feedback é feita pelo módulo 60-132 da Feedback. Este módulo é alimentado por uma tensão trifásica e é constituído por três transformadores, um para cada fase. Cada transformador tem uma tensão de saída de 200VA, ou de 600VA consoante a sua configuração (Feedback, 2000a).

A configuração utilizada nesta dissertação utiliza uma tensão de entrada monofásica, com uma tensão de saída de 200VA. Na figura 3.13 encontra-se representado o módulo 60-132 da Feedback com as suas configurações.

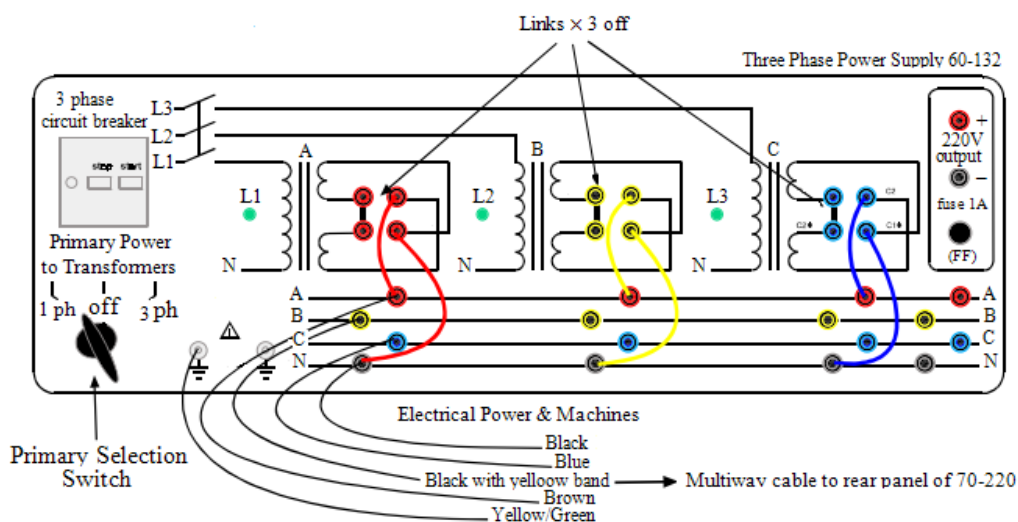


Figura 3.13 - Módulo 60-132 (Feedback, 2000a)

Na figura 3.13, L1, L2 e L3 correspondem a cada fase trifásica, enquanto A, B e C indicam os transformadores.

O módulo de alimentação (60-132) é caracterizado por conter:

- Um sistema trifásico/monofásico com 5 fios de ligação: L1, L2, L3, Neutro e Terra.
- Uma tensão de alimentação (trifásica) de 380 - 415V (50Hz 800VA) se o botão “Primary Selection Switch” esteja seleccionado para o modo trifásico.
- Uma tensão de alimentação (monofásica) de 200-230V (60Hz 800VA) se o botão “Primary Selection Switch” esteja seleccionado para o modo monofásico.

Os transformadores contêm dois enrolamentos no secundário, cada um com 100V e 1 A. Podem ser ligados em série, paralelo, estrela ou delta de modo a haver uma gama de tensões e correntes na saída de valores diferentes. Está também disponível uma saída DC de 230V para alimentar o campo do estator do motor DC. Por fim este módulo contém 4 bus (3 fases (A, B, C) e neutro) onde vão ser ligados ao módulo Firing & Bridge Circuits (70-220).

O módulo 60-132 da Feedback possui diversos dispositivos de protecção, tais como:

- Disjuntor trifásico térmico/magnético com botão On/Off.
- Interruptor para seleccionar o modo de operação (3 fases ou 1 fase).
- Um Led para cada fase L1, L2, e L3 para informar quando estão activos.

- d) Fusível de 2A (T) (20mm × 5mm).

➤ **Motor DC (módulo 63-110)**

O motor utilizado nesta dissertação foi o motor DC da Feedback com as seguintes especificações:

- a) Potência 250W.
- b) Tensão Nominal 180/230V DC para a armadura e estator.
- c) Pode ser utilizado como gerador.
- d) Velocidade Nominal 3000 rot/min.

Na figura 3.14 encontra-se representado a vista de cima do motor DC 63-110 com os dois terminais do estator (E1 – E2) e do rotor (A1 – A2).

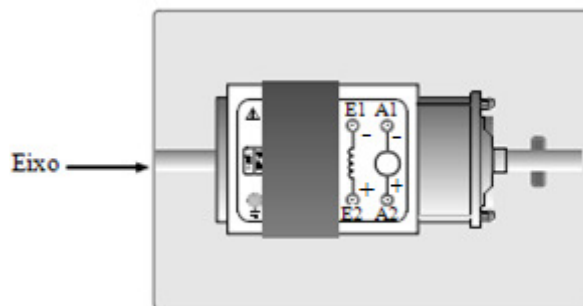


Figura 3.14 - Vista de cima do motor DC 63-110 da Feedback (70-005)

Na figura 3.15 está representado o motor DC 63-110 utilizado no laboratório.

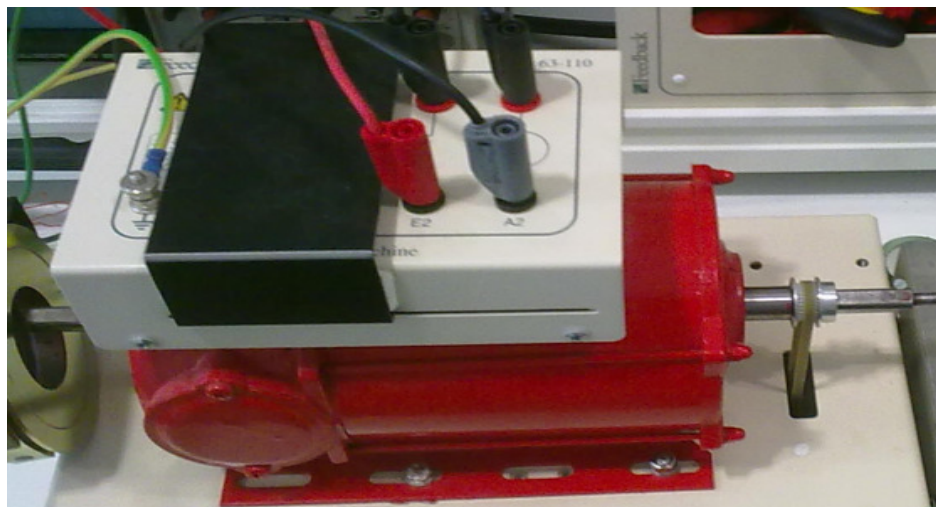


Figura 3.15 – Motor DC 63-110

Como está representado na figura 3.15, o motor DC possui 4 terminais, 2 para a alimentação dos enrolamentos do estator (E1,E2) e 2 para a alimentação dos enrolamentos do rotor (A1,A2) e um terminal de terra.

➤ **Resistência variável (67-113)**

Foi utilizado nesta dissertação uma resistência variável de 200Ω para a introdução de falhas no motor DC. Este módulo também pode ser utilizado em situações onde a dissipação de potência é importante:

- ✓ Carga do gerador
- ✓ Arranque do motor
- ✓ Controlo de velocidade do motor

Na figura 3.16 representa-se a resistência variável (módulo 67-113 da Feedback) utilizada nesta dissertação.



Figura 3.16 – Vista geral da resistência variável (Feedback, 2000a)

➤ **Indutância variável (67-300)**

Foi utilizada uma indutância variável com o objectivo de suavizar mudanças bruscas do valor da corrente no rotor. Esta indutância variável é constituída por uma bobina magnética em que pode ser inserido um núcleo magnetizável. O valor da indutância depende da profundidade a que o núcleo está inserido. Na figura 3.17 representa-se o núcleo magnético com a escala de medida da profundidade deste da bobina.

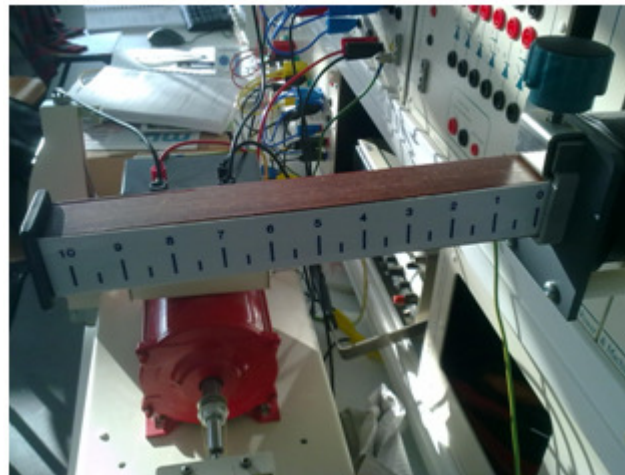


Figura 3.17 – Núcleo magnético da indutância variável (Feedback 67-300)

A impedância de uma indutância é definida pela equação 3.5.

$$Z = j2\pi L \quad \text{Eq. 3.5}$$

A indutância variável (67-300) apresenta as seguintes características:

- a) Carga indutiva variável entre 0 – 700 mH com 230V 1A 50Hz.
- b) A variação da carga indutiva é feita por intermédio de um núcleo de ferro variável.
- c) A carga máxima é de 230VAR.
- d) A tensão máxima é de 250V AC.
- e) Protecção contra sobrecarga através de um fusível.

Na figura 3.18 representa-se a indutância variável utilizada nesta dissertação.



Figura 3.18 – Vista geral da indutância variável (Feedback 67-300)

➤ Firing & Bridge Circuits (70-220)

O módulo 70-220 é constituído pela electrónica de potência que foi utilizada para o accionamento do motor DC 63-110. Na figura 3.19 representa-se o módulo 70-220 utilizado para a realização desta dissertação.

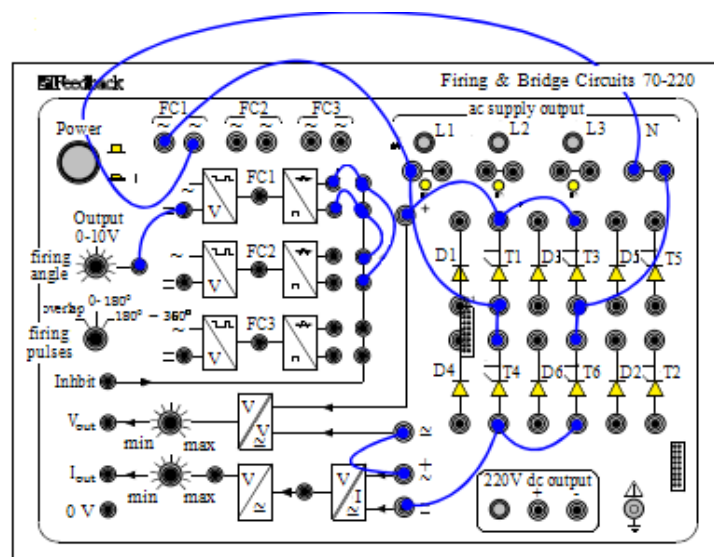


Figura 3.19 - Módulo 70-220 (Feedback 70-005)

Analisando a figura 3.19, verifica-se que é utilizada uma ponte em H para a rectificação do sinal. São utilizados 4 tiristores (T1, T4, T3 e T6). Como a alimentação dos transformadores do módulo 60-132 é feita usando uma tensão monofásica, neste módulo verifica-se que só FC1 está ligado e o LED L1 está aceso quando o módulo 70-220 está a funcionar.

Este módulo possui os dispositivos necessários (diodos e tiristores) para a rectificação não controlada/ controlada monofásica ou trifásica em conjunto com os circuitos de disparo para os tiristores. Possui também os módulos necessários para o disparo dos circuitos, o isolamento da tensão e da corrente para a sua visualização no osciloscópio.

Pode ser alimentado com tensão entre 230-250V AC 50/60Hz ou 100-125V 50/60Hz e possui uma saída de alimentação trifásica para o módulo de alimentação (60-132).

O módulo (70-220) é constituído por:

- a) Painel com sinóptico dos circuitos e dispositivos.
- b) Seis díodos e seis tiristores que podem ser usados em vários circuitos.
- c) Três circuitos individuais para disparo (FC1, FC2, FC3) que podem ser ligados para produzirem pulsos de disparo para circuitos monofásicos e trifásicos; 1, 2, 4 e 6 pulsos, AC ou DC.
- d) Botão para os pulsos de disparo entre $0 - 180^0$ ou $180^0 - 360^0$. Terminal para sobreposição dos pulsos de disparo.
- e) Tensão de saída regulada entre 0-10V.
- f) Sonda com tensão isolada de saída de 1/50th.
- g) Tensão variável de saída $\pm 10V$.
- h) Sonda de corrente isolada com 1:1 de rácio.
- i) Tensão de saída para o campo magnético do estator, de 230V ou 110V DC, 1A.
- j) Fusível para o modo trifásico (3×8 A (FF) ($1\frac{1}{4}$ polegada \times $1\frac{1}{4}$ polegada).
- k) Fusível para o modo monofásico (20mm \times 5mm) 250mA (T).
- l) Possui leds que informam qual a fase (L1, L2, L3) que está activa.

Na figura 3.20 encontra-se o esquema global, constituído pelos de Hardware e de Software.

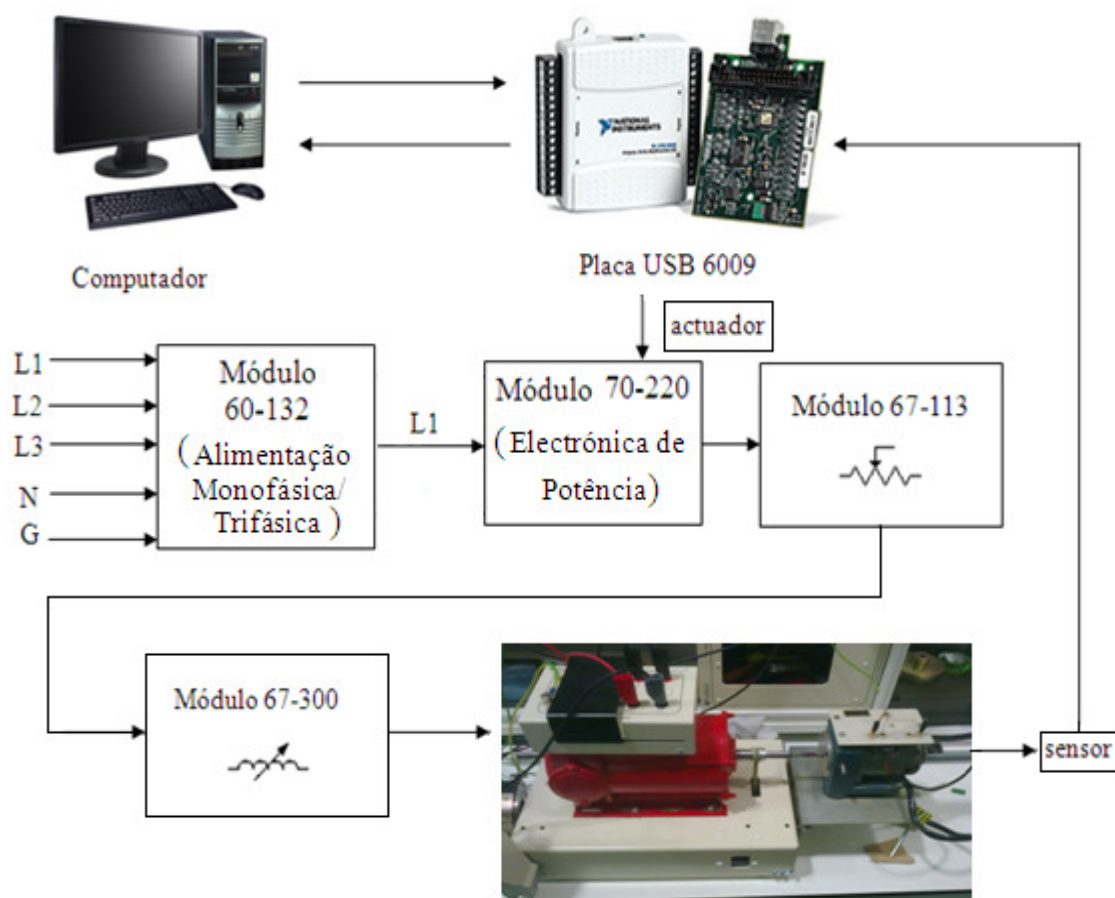


Figura 3.20 – Representação esquemática do Software e Hardware utilizado

Modelo do Circuito Eléctrico do Motor DC

Os motores eléctricos são máquinas que através da energia eléctrica obtêm energia mecânica no seu veio. A rotação do veio do motor é devido à acção de forças electromagnéticas entre o fluxo do indutor e as correntes que percorrem o circuito do induzido. Na figura 3.21 está representado o modelo do circuito eléctrico de um motor de corrente contínua com excitação independente.

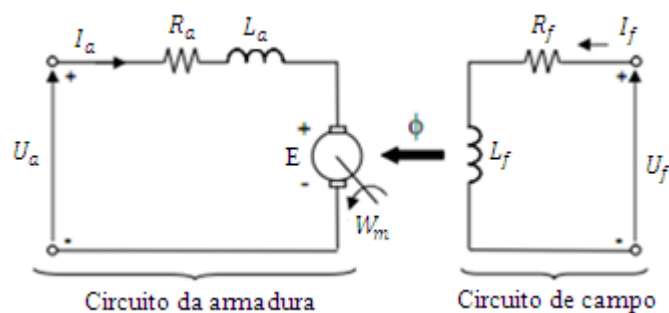


Figura 3.21 - Modelo do circuito eléctrico de um motor de corrente contínua

Aplicando a Lei das malhas ao circuito da armadura e ao circuito de campo obtemos as seguintes equações para a tensão de alimentação U_a e para a tensão de alimentação do estator U_f .

$$U_a = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + E \quad \text{Eq. 3.6}$$

$$U_f = R_f I_f + L_f \frac{dI_f}{dt} \quad \text{Eq. 3.7}$$

Onde E indica a força electromotriz (f.e.m.) induzida, definida pela equação 2.8.

$$E = k \Phi_P \omega_m \quad \text{Eq. 3.8}$$

Onde:

$k = \frac{P}{c} Z$ é uma constante construtiva da máquina;

P – indica o número de pares de pólos;

C – indica o número de pares de circuitos em paralelo do enrolamento do induzido;

Z – indica o número total de condutores do enrolamento do induzido;

3.2 Controladores

Os controladores PID foram originalmente implementados em tempo contínuo, usando técnicas analógicas (Astrom & Hagglund, 1988). Depois com a utilização dos computadores no controlo dos processos, tornou-se indispensável o controlo em tempo discreto (usando técnicas digitais), sendo agora necessário obter novas equações para os termos Proporcional, Derivativo e Integral em tempo discreto, usando as equações às diferenças. As acções de controlo processadas, são baseadas apenas nos valores de saída do processo em instantes discretos.

Os ganhos do controlador encontram-se definidos pela Tabela 8.

Tabela 8 - Ganhos do controlador PID Digital

Ganho Integral	Ganho Derivativo	Windup
$b_i = \frac{Kh}{T_i}$	$a_d = \frac{2T_d - Nh}{2T_d + Nh}$ $b_d = \frac{2KNT_d}{2T_d + Nh}$	$a_0 = \frac{h}{T_t}$

As novas equações para os termos Proporcional, Derivativo e Integral em tempo discreto são desenvolvidas a partir do formato incremental.

O termo proporcional em tempo discreto é definido pela seguinte equação:

$$P(k) = k_p[r(k) - y(k)] \quad \text{Eq. 3.9}$$

A versão discreta do termo integral, $I(t) = k_i \times \frac{1}{T_i} \int_0^t e(s)ds$, é obtida recursivamente através da derivada do termo contínuo chegando-se à seguinte equação em tempo discreto:

$$I(k) = I(k-1) + \frac{k_p T_a}{T_i} [r(k) - y(k)] + \frac{T_a}{T_t} (u_{sat}(k) - u_{nsat}(k)) \quad \text{Eq. 3.10}$$

A versão discreta do termo Derivativo contínuo, $D(t) = k_d(T_d \times \frac{de(t)}{dt})$ é definida através da equação 3.11.

$$D(k) = \left(\frac{2T_d - Nh}{2T_d + Nh} \right) D(k-1) - \left(\frac{2k_p N T_d}{2T_d + Nh} \right) [y(k) - y(k-1)] \quad \text{Eq. 3.11}$$

Onde N e T_a representam, respectivamente, o factor de ruído e o intervalo de amostragem e T_t determina a rapidez com que o integral inicia.

O intervalo de amostragem surge nos termos Integral e Derivativo, representado por h .

Em síntese a acção de controlo proporcional tende a diminuir o erro em regime permanente, mas não a eliminá-lo completamente. Valores elevados do ganho proporcional k_p levam a uma instabilidade do sistema. O ganho Integral k_i tem como função eliminar o erro em regime permanente mas aumenta o tempo de estabelecimento, ou seja deixa o sistema mais lento (também aumenta a instabilidade do sistema). Em relação ao ganho derivativo k_d tem como função diminuir o tempo que o sistema leva para se estabilizar.

A acção de controlo u não saturada ($u_{nn}(k)$) é definida pela componente proporcional, integral e derivativa e é definida pela equação 3.12.

$$u_{nn}(k) = P(k) + I(k-1) + D(k) \quad \text{Eq. 3.12}$$

O controlador PID digital (Garcia, 2003) apresenta as seguintes vantagens:

- a) Não é necessário um conhecimento profundo acerca da planta (processo) nem do modelo matemático.
- b) Apresenta um algoritmo de controlo universal baseado na realimentação, sendo versátil e robusto.
- c) Maior flexibilidade na implementação do controlador dinâmico na malha de realimentação, bastando reprogramar o computador.
- d) Maior facilidade para implementar controladores complexos.
- e) Menor custo e maior confiabilidade na realização das várias malhas de um processo complexo.
- f) Facilidade para incluir no computador as funções de alarme, de comando para partida e para desligamento do processo, bem como a função de supervisão global de processos complexos.
- g) Maior imunidade a ruídos.

O controlador PID (Garcia, 2003) apresenta as seguintes desvantagens:

- a) O seu desempenho é fraco em processos que possuam constantes de tempo grandes e/ou atrasos longos.
- b) Se os processos apresentarem frequentemente perturbações, a planta pode operar continuamente e nunca atingir o estado estacionário desejado.
- c) Custo elevado, especialmente das placas de aquisição de dados (conversores A/D e D/A, portas de I/O, interrupção), no caso do controlo de pequenos sistemas SISO (monovariáveis).
- d) Perigos inerentes à engenharia de software em tempo real.

Sintonização do PID

Para a sintonização dos parâmetros do controlador PID usou-se o método de colocação de pólos. Este método consiste em colocar um pólo no sistema em anel fechado. Na figura 3.22 encontra-se representado os diagramas de blocos usados para a sintonização do controlador PI (Ogata, 2000).

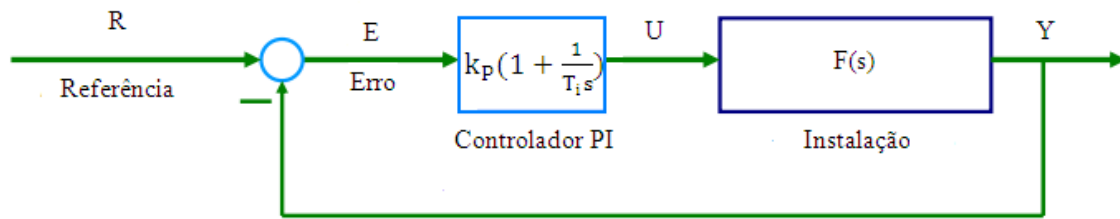


Figura 3.22 - Diagrama de Blocos para a sintonização do controlador PI

A instalação $F(s)$ é definida por uma função de transferência de 1ª Ordem, dada pela equação 3.13 (Silva, 2005).

$$F(s) = \frac{K}{\tau s + 1} = \frac{K a}{s + a} \quad \text{Eq. 3.13}$$

Na equação 3.13, k indica o ganho do sistema quando $t \rightarrow +\infty$, τ a constante de tempo do sistema e a o valor do pólo. A $s = 0$ dá-se o nome de Ganho Estático do sistema.

Um sistema para ser estável tem que ter os pólos no semi-plano complexo esquerdo. Na figura 3.23 está a representação no plano S de um pólo real com valor a .

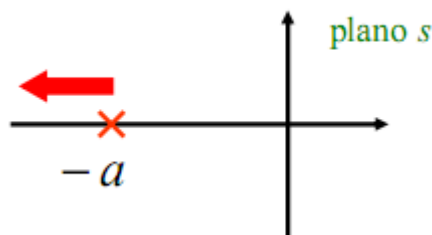


Figura 3.23 - Pólo a no plano S

É de notar que quanto mais afastado o pólo estiver da origem mais rápido será a resposta do sistema. O valor do pólo em $-a = -\frac{1}{\tau}$.

Para modelar esse sistema usando apenas dados de entrada e de saída, uma alternativa é aplicar um sinal degrau na entrada e analisar sua saída. O valor de regime será o valor do parâmetro k e o tempo em que a saída atinge 63% do valor regime será o valor de τ .

A resposta ao degrau unitário pode ser vista na figura 3.24 (Silva, 2005).

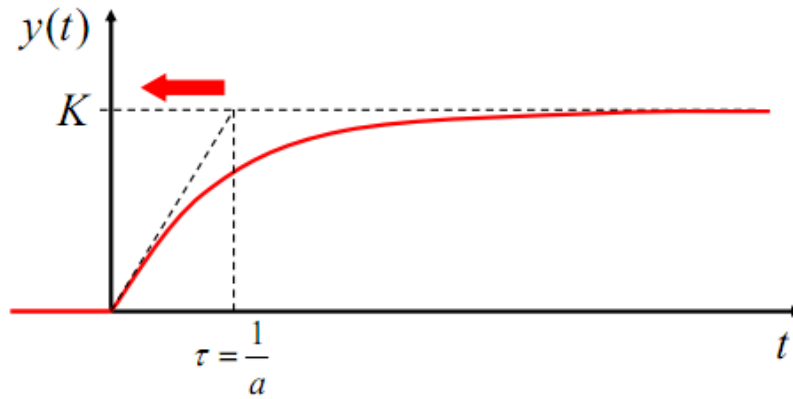


Figura 3.24 - Resposta de um sistema de 1ª Ordem a um degrau unitário

Em anel aberto as equações do controlador PI e da instalação $F(s)$ são:

$$C(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) = k_p \left(\frac{T_i s + 1}{T_i s} \right) \quad \text{Eq. 3.14}$$

$$F(s) = \frac{k}{\tau s + 1} \quad \text{Eq. 3.15}$$

Pondo em série o controlador $C(s)$ e a instalação $F(s)$ obtemos a equação 3.16 para anel aberto:

$$C(s) \times F(s) \Rightarrow k_p \left(\frac{T_i s + 1}{T_i s} \right) \times \frac{k}{\tau s + 1} \quad \text{Eq. 3.16}$$

Supondo que o zero do controlador PI ($T_i s + 1$) é igual ao pólo da instalação ($\tau s + 1$) obtemos que $T_i = \tau$ e através do cancelamento pólo-zero obtém-se a equação do sistema em anel aberto definida pela equação 3.17.

$$AB(s) = \frac{k_p k}{T_i s} \quad \text{Eq. 3.17}$$

Em anel fechado o sistema é definido pelas equações 3.18 e 3.19.

$$H(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s) \times F(s)}{1 + C(s) \times F(s)} = \frac{AB(s)}{1 + AB(s)} \quad \text{Eq. 3.18}$$

$$H(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{\frac{k_p K}{T_i s}}{1 + \frac{k_p K}{T_i s}} = \frac{\frac{k_p K}{T_i s}}{\frac{T_i s + k_p K}{T_i s}} = \frac{k_p K}{T_i s + k_p K} \quad \text{Eq. 3.19}$$

Aplicando ao sistema (motor DC Feedback 63-110) um sinal de actuação $u = 0.7 \text{ V}$ verificamos que o sensor y apresenta a resposta representada na figura 3.25.

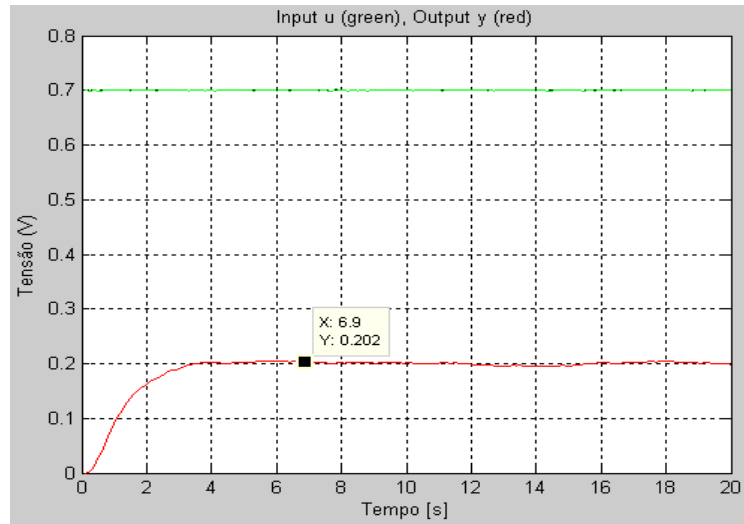


Figura 3.25 - Resposta do sistema em anel aberto para $u = 0.7\text{V}$

Analisando a figura 3.25 verificamos que o valor de $k \approx 0.20$. O valor de τ é representado na figura 3.26. Para o cálculo de τ verifica-se qual o valor onde a saída atinge 63% do seu valor final. A figura 3.26 demonstra o valor de τ quando a saída atinge 63% do seu valor final.

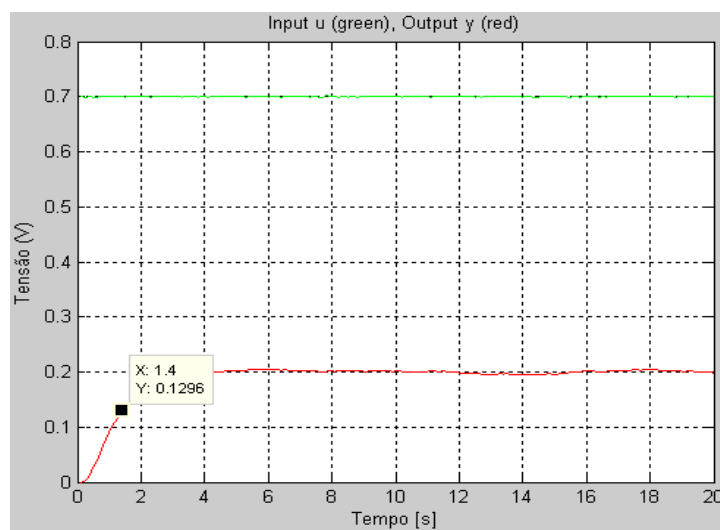


Figura 3.26 - Valor de τ para $u = 0.7\text{V}$

O valor de τ é calculado pela equação 3.20.

$$\tau = 0.63 \times K = 0.63 * 0.20 \Leftrightarrow \tau = 0.1260$$

Eq. 3.20

Como $T_i = \tau$, $T_i \approx 1.4$ s.

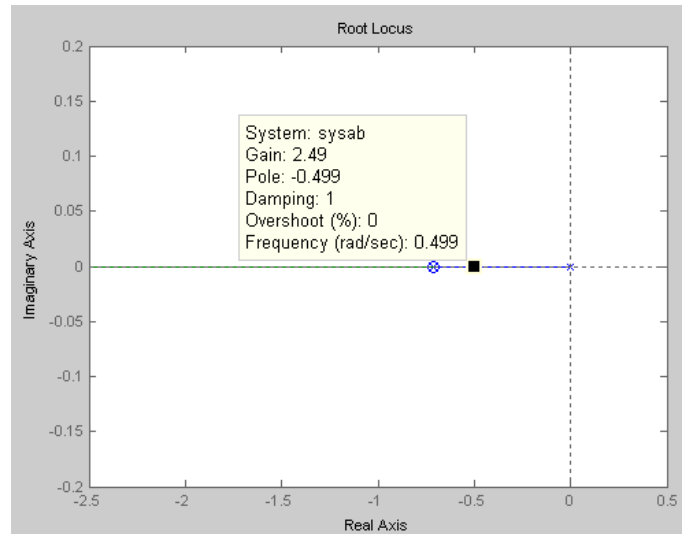


Figura 3.27 - Root-Locus do sistema

Depois através do diagrama de lugar de raízes ou (root-locus) do sistema composto pelo controlador $C(s)$ e pela instalação $F(s)$ obteve-se a localização geométrica das raízes (pólos e zeros) no plano S complexo do sistema em anel fechado como representado na figura 3.27. Atraves do root-locus foi obtido o valor do ganho proporcional $k_p \approx 2.5$ e um pólo em $p = -0.5$.

Filtro do Sensor

Foi utilizado um filtro passa-baixo para a filtragem do sensor de velocidade y . Na figura 3.28 representa-se o diagrama de blocos para um filtro passa-baixo.

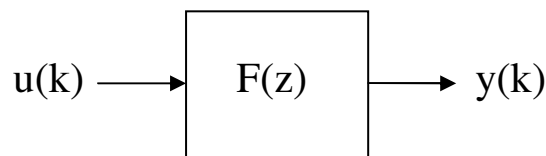


Figura 3.28 – Diagrama de blocos do filtro passa-baixo

Analisando o diagrama de blocos da figura 3.28, obtém-se a equação 3.21 que define a função de transferência do filtro passa-baixo utilizado.

$$y(k) = \lambda y(k-1) + (1-\lambda)u(k) \xrightarrow{T.Z.} Y(z) = \lambda(z^{-1})Y(z) + (1-\lambda)U(z) \quad \text{Eq. 3.21}$$

Igualando o denominador da equação 3.21 a zero obtém-se que $z = \lambda$.

$$\text{Se } z = 1 \Rightarrow F(z = 1) = \frac{1-\lambda}{1-\lambda} = 1$$

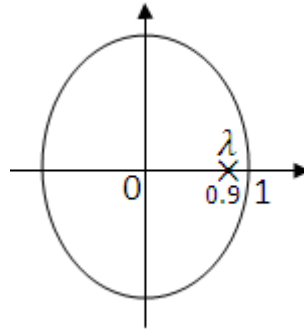


Figura 3.29 – Valor do pólo do filtro

O controlador neuronal por Modelo Interno (IMC) é utilizado em sistemas não lineares e apresenta algumas semelhanças com o Controlador Neuronal Inverso Directo, uma vez que o controlador a incorporar materializa a inversa do processo. Além deste bloco, incorpora também o modelo do processo a controlar e um filtro passa-baixo. Na figura 3.30 representa-se a estrutura de um controlador IMC.

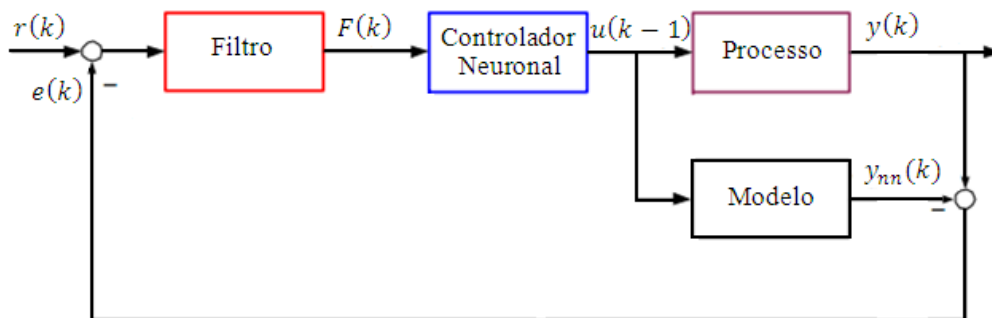


Figura 3.30 - Estrutura de um controlador IMC (Gil, 2003)

O controlador IMC apresenta algumas características que serão enumeradas de seguida:

- a) Se o modelo for exacto e no caso de não ocorrerem perturbações sobre o sistema o erro $e(k)$ é nulo;
- b) Se o erro $e(k)$ não for nulo irá ocorrer uma manipulação da referência $r(k)$ de modo a compensar esse efeito;
- c) O filtro deverá apresentar uma dinâmica estável e ganho estático unitário, sendo utilizado de modo a evitar mudanças bruscas na entrada do controlador contribuindo assim para a não ocorrência de fenómenos de saturação.
- d) Esta estrutura só é aplicável a sistemas estáveis.

Para a elaboração do controlador IMC recorreu-se à implementação de um modelo neuronal do processo e depois implementou-se um controlador Neuronal para o controlo do processo em tempo real.

Na figura 3.31 está representado o diagrama de blocos usado para o treino do modelo do processo.

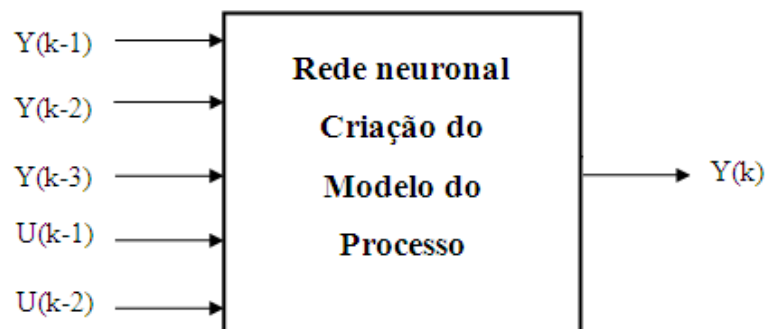


Figura 3.31 – Diagrama de blocos para o treino do modelo do processo

Na figura 3.32 está representado o diagrama de blocos usado para o treino do controlador neuronal (IMC).

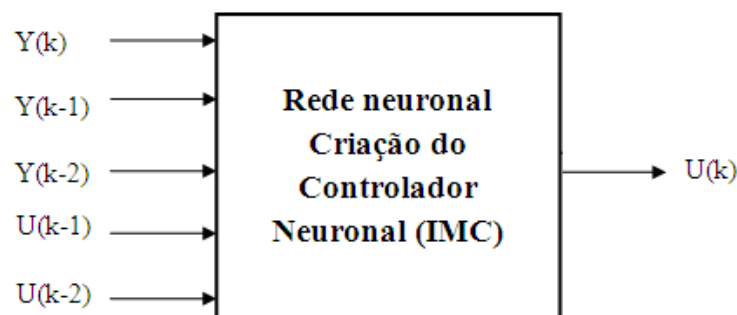


Figura 3.32 – Diagrama de blocos para treino do controlador IMC

3.3 Identificação de Sistemas

O processo de identificação usada nesta dissertação foi o Modelo de identificação ARX (Auto Regressive with Exogenous input). Normalmente a identificação de sistemas consiste na construção de modelos de sistemas dinâmicos baseados em dados medidos (Ljung, 1987). Os modelos são normalmente utilizados em situações onde se pretende: obter com exactidão uma noção do comportamento do sistema, em sistemas preditivos, em sistemas que necessitem de controlo, uma estimação do estado do sistema, simulação, etc. Existem duas formas de construir modelos (Ljung, 1999; Soderstrom & Stoica, 1989) modelos matemáticos físicos e modelos de identificação nos quais se incluem os modelos ARX.

Em termos gerais, pode-se realizar a identificação de um sistema excitando-o com um determinado sinal de entrada e observando a (s) sua (s) saída (s). O primeiro passo é escolher m modelo apropriado e então usar algum método para estimar os parâmetros desconhecidos do sistema. Na prática, a estimação da estrutura e dos parâmetros do modelo é feita de forma interactiva.

O modelo ARX (Auto Regressive with Exogenous input) é usado em modelos lineares, onde o seu modelo paramétrico entrada-saída, pode ser expresso pela seguinte equação linear às diferenças (Ljung, 1999):

$$y(k) = -a_1y(k-1) - \dots - a_nay(k-na) = b_1u(k-nd) + \dots + b_nbu(k-(nd+nb-1)) + e(k) \quad \text{Eq. 3.22}$$

A função de transferência do modelo ARX é descrita por um polinômio numerador $B(q^{-1})$ que determina os zeros e por um polinômio denominador $A(q^{-1})$ que determina os pólos. Os polinômios $A(q^{-1})$ e $B(q^{-1})$, são descritos pelas equações 3.23 e 3.24, respectivamente.

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_naq^{-na} \quad \text{Eq. 3.23}$$

$$B(q^{-1}) = b_1q^{-nd} + b_2q^{-(nd+1)} + \dots + b_nbq^{-(nd+nb-1)} \quad \text{Eq. 3.24}$$

Um modelo genérico de entrada – saída pode ser escrito pela seguinte equação:

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})u(k) + e(k) \quad \text{Eq. 3.25}$$

O modelo definido pela equação é um modelo estocástico, em que é assumido que $e(k)$ é ruído branco com média nula e variância dada pela seguinte equação:

$$E = \{e^2(k)\} = \sigma^2 \quad \text{Eq. 3.26}$$

Na figura 3.33 está representada a estrutura ARX, usando diagramas de blocos.

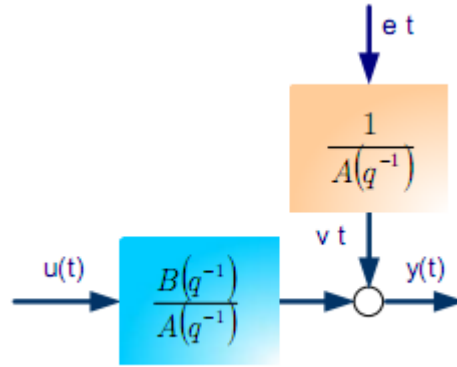


Figura 3.33 - Diagrama de blocos de uma estrutura ARX (Gil, 2003)

A estrutura apresentada pela figura 3.33 é pouco usual, uma vez que o ruído branco submete-se à dinâmica do denominador $A(q)^{-1}$ antes de ser adicionado à saída, contudo apresenta como vantagem o facto do preditor definir uma regressão linear.

O preditor de uma estrutura ARX vem dada pela equação 3.27.

$$\hat{y}(k) = \varphi^T(k)\theta \quad \text{Eq. 3.27}$$

Onde o vector regressor $\varphi(k)$ vem definido pela equação 3.28.

$$\varphi(K) = [-y(k-1) \dots -y(k-n_a) + u(k-n_d) + u(k(n_d+n_b-1))]^T \quad \text{Eq. 3.28}$$

O vector regressor $\varphi(k)$ contém as entradas e saídas passadas enquanto que θ contém os parâmetros ajustáveis definido pela equação 3.29.

$$\theta = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_{n_a} \ b_1 \ b_2 \ \dots \ b_{n_b}]^T \quad \text{Eq. 3.29}$$

Nesta dissertação foi utilizado o método de estimação de parâmetros baseado nos mínimos quadrados (Least-Squares Estimation).

O vector de parâmetros ajustáveis θ do modelo ARX pode ser calculado pela equação 3.30.

$$y = X b \quad \text{Eq. 3.30}$$

Onde $b = \theta$ (vector de parâmetros ajustáveis do modelo ARX) e $X = \varphi$ (vector regressor de parâmetros do Modelo ARX).

Então a forma para estimar os parâmetros do vector b é usando a estimação baseada nos minimos quadrados (Least-Squares Estimation), sendo este definido pela equação 3.31.

$$\hat{b} = (X^T X)^{-1} X^T y \quad \text{Eq. 3.31}$$

Para a estimação dos parâmetros ajustáveis b foi usada a estimação em linha. Foi utilizado o modelo ARX ($n_a = 1$, $n_b = 1$, $n_d = 1$) para a estimação dos parâmetros ajustáveis b . Através da toolbox de identificação do Matlab, função `ident(.)` chegou-se à conclusão de que o modelo ARX ($n_a = 1$, $n_b = 1$, $n_d = 1$) cumpria com todos os requisitos, ou seja apresentava um bom valor de Best Fit, logo os modelos de ordem alta foram logo eliminados devido à sua maior complexidade.

Esta ferramenta testa um conjunto de modelos com diferentes ordens e tempos de atraso e, baseado apenas em dados de entrada e saída, indica um conjunto de modelo e apresenta aqueles que obtém melhor desempenho segundo os critérios de Akaike e Best Fit. O critério de Best Fit indica a percentagem de variação da saída em relação ao modelo, sendo definido pela equação 3.32.

$$\chi_{BF} = 100 \times \left(1 - \frac{\|y - \hat{y}\|}{\|y - \mu_y\|} \right) \quad \text{Eq. 3.32}$$

Onde y é a saída do sistema, \hat{y} o predictor da saída do modelo e μ_y a média do sinal y .

Na figura 3.34 representa-se o valor do Best Fit para o modelo ARX ($n_a = 1$, $n_b = 1$, $n_d = 1$) e modelo ARX ($n_a = 2$, $n_b = 1$, $n_d = 1$).

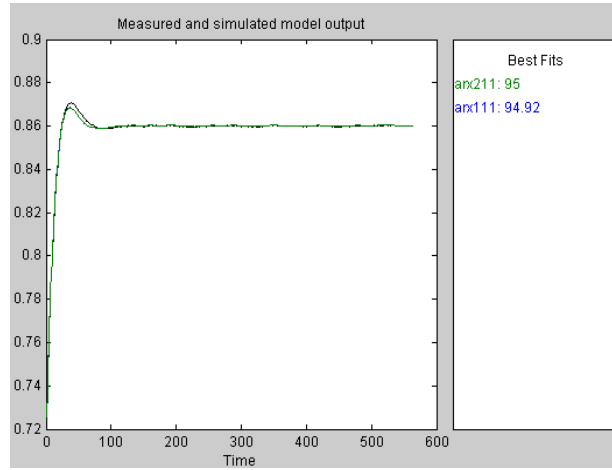


Figura 3.34 – Valores Best Fits - ARX (1 1 1) – ARX (2 1 1)

Analisando a figura 3.34 conclui-se que ambos os Modelos ARX (2 1 1) e (1 1 1) apresentam um bom valor de Best Fit (95% e 94.92%) respectivamente. Foi escolhido o modelo ARX (1 1 1) pois é um modelo mais simples.

Na figura 3.35 encontra-se definido o polinómio que representa o modelo ARX (1 1 1) utilizado nesta dissertação.

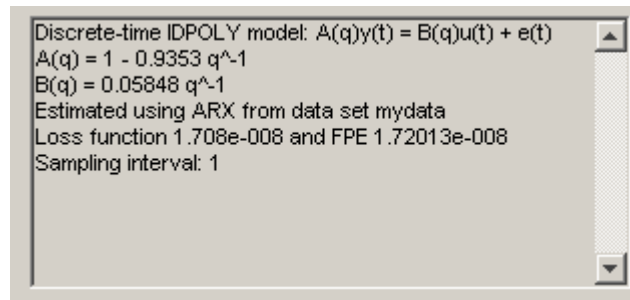


Figura 3.35 – Polinómio do Modelo ARX (1 1 1)

A partir das equações 3.33 e 3.34 obtém-se para o modelo ARX (1 1 1) a função de transferência do Ganho Estático SG definida pela equação 3.35.

$$y(k) + a_1 y(k-1) = b_1 u(k-1) \xrightarrow{T.Z} Y(Z) + a_1 Z^{-1} Y(Z) = b_1 Z^{-1} U(Z) \quad \text{Eq. 3.33}$$

$$Y(Z)(1 + a_1 Z^{-1}) = b_1 Z^{-1} U(Z) \quad \text{Eq. 3.34}$$

$$SG(Z) = \frac{Y(Z)}{U(Z)} = \frac{b_1 Z^{-1}}{1 + a_1 Z^{-1}} \quad \text{Eq. 3.35}$$

$$\text{Se } z = 1 \Rightarrow SG(z = 1) = \frac{b_1}{1 + a_1} \quad \text{Eq. 3.36}$$

Então para o modelo ARX (1 1 1) a estimação dos parâmetros a_1 e b_1 em linha são definidos pela equação 3.37.

$$SG(k) = \frac{\hat{b}_1(k)}{1 + \hat{a}_1(k)} \quad \text{Eq. 3.37}$$

O vector de parâmetros b é estimado em linha recorrendo a um algoritmo chamado de janela deslizante (sliding-window) com comprimento d . Este algoritmo foi implementado recorrendo à equação 3.38.

$$\text{window length} = k - (k - d + 1) + 1 \quad \text{Eq. 3.38}$$

Na figura 3.36 representa-se uma janela deslizante de comprimento d .

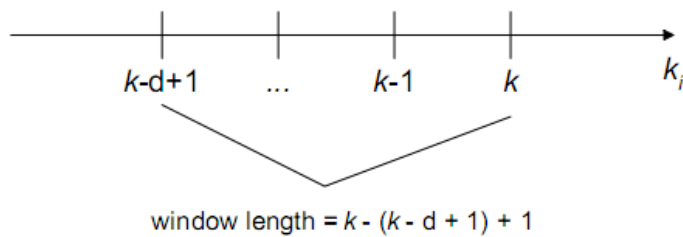


Figura 3.36 – Janela deslizante de comprimento d (Palma, 2007)

A janela deslizante é muito utilizada em sistemas onde ocorram falhas, pois esta contém um horizonte de tempo finito onde é garantido que durante o instante de tempo da janela é reproduzida toda a informação respeitante à ocorrência da falha.

A estimação do vector de parâmetros b é mais eficiente quando é utilizado o algoritmo da janela deslizante em vez da estimação baseada nos minimos quadrados (Least-Squares Estimation), pois na amostra actual k consegue-se obter informação das amostras passadas de comprimento d , que é o tamanho da janela deslizante.

Para a definição da escolha do critério do tamanho da janela deslizante foi utilizado o tempo de estabelecimento que a saída do sistema demorava. Como se pode verificar pela figura 3.25 o tempo de estabelecimento é de aproximadamente 5 segundos.

Identificação de Modelos ARX

Os modelos matemáticos gerados pela identificação de sistemas podem ser classificados em três grupos de acordo com o nível de conhecimento "a priori" utilizado na seleção de sua estrutura (Ljung, 1987):

- Modelos caixa-branca ("white-box");
- Modelos caixa-cinza ("grey-box");
- Modelos caixa-preta ("black-box").

Os modelos de caixa-branca têm as suas estruturas completamente ajustadas a partir de informações conhecidas "a priori". Nesse caso, a forma da função matemática que descreve o comportamento dinâmico do sistema original é pré-conhecida. Os modelos de caixa-cinza são identificados utilizando algum conhecimento "a priori" para simplificar os algoritmos de seleção de estrutura. Por fim, a identificação dos modelos de caixa-preta não utiliza informações conhecidas "a priori". A estrutura destes modelos é ajustada dentro de famílias de representações conhecidas por apresentarem uma boa flexibilidade na modelagem de sistemas (Ljung, 1987; Ljung, 1995).

Foi utilizado o Modelo linear ARX para a identificação de parâmetros do modelo. Como estamos perante um sistema não linear, optou-se por colocar o sistema a funcionar num ponto de funcionamento e obter aí uma região de linearidade para a estimação dos parâmetros do modelo ARX.

De entre os procedimentos existentes para a identificação de Modelos destaca-se o critério de informação de Akaike, AIC (Akaike Information Criterion) (Akaike, 1974).

Este método é o mais utilizado para estimar o número de termos que devem ser incluídos em modelos dinâmicos. De acordo com o critério de Akaike, o número ótimo de termos de um modelo deve minimizar a função de custo, que é definida pela equação 3.39.

$$J = N \log(\text{Var}\{\xi(t)\}) + 2n_p \quad \text{Eq. 3.39}$$

Onde N é o comprimento dos registos de dados e n_p é o número de termos do processo no modelo. A função de custo de Akaike estabelece um compromisso entre a qualidade do ajuste aos dados de identificação (quantificada pelo primeiro termo) e a procura por representações parcimoniosas (quantificada pelo segundo termo), ou seja o critério de Akaike tem em consideração o erro e o número de parâmetros do modelo para calcular a ordem do modelo.

Contudo, embora o critério de Akaike fosse desenvolvido com base em sistemas lineares. Ele também pode ser aplicado em sistemas não-lineares (Aguirre, 1994b).

O número de termos determinado a partir do critério de Akaike minimiza a variância dos resíduos de identificação numa estrutura fixa (a qual foi previamente ajustada através de um critério de seleção de estrutura qualquer). Entretanto, não se pode afirmar que um modelo selecionado pelo critério de informação seja capaz de reproduzir as propriedades dinâmicas do sistema original (Aguirre e Billings, 1994a). Aguirre (1994b) mostra que os critérios de informação nem sempre selecionam os modelos com as melhores propriedades dinâmicas, embora geralmente se aproximem deles. O critério de Akaike não determina o "melhor" modelo, mas delimita a região de busca no espaço de estruturas de modelos.

3.4 Detecção e Diagnóstico de Falhas

Para que a Detecção e Isolamento de Falhas fosse possível, e sabendo a partir da figura 4.1 que a instalação (Motor DC 63-110 Feedback) tem um comportamento não linear, foi necessário recorrer a Análise de Componentes Principais Não Linear baseada em Redes Neurais.

A Rede Neuronal utilizada nesta dissertação é composta por cinco camadas: uma camada de entrada IL (input layer) composta por cinco neurónios, três camadas escondidas em que a primeira camada ML (mapping layer) tem cinco neurónios e contém funções de activação tansig (hyperbolic tangent sigmoid) não lineares, a segunda camada BL (bottleneck layer) tem dois neurónios e contém funções de activação purelin (linear activation) e por fim a terceira camada interna DL (de-mapping layer) contém cinco neurónios com funções de activação tansig, em relação à camada de saída OL (output layer) esta é composta por cinco neurónios constituídos pela função de activação purelin.

Optou-se por utilizar cinco sinais de entrada devido à complexidade do sistema. Assim foram utilizadas cinco camadas e cinco neurónios em quatro das cinco camadas. Na segunda camada BL (bottleneck layer) foi utilizado dois neurónios de modo a reduzir o espaço de estados para duas dimensões. A representação da rede neuronal encontra-se na figura 3.37.

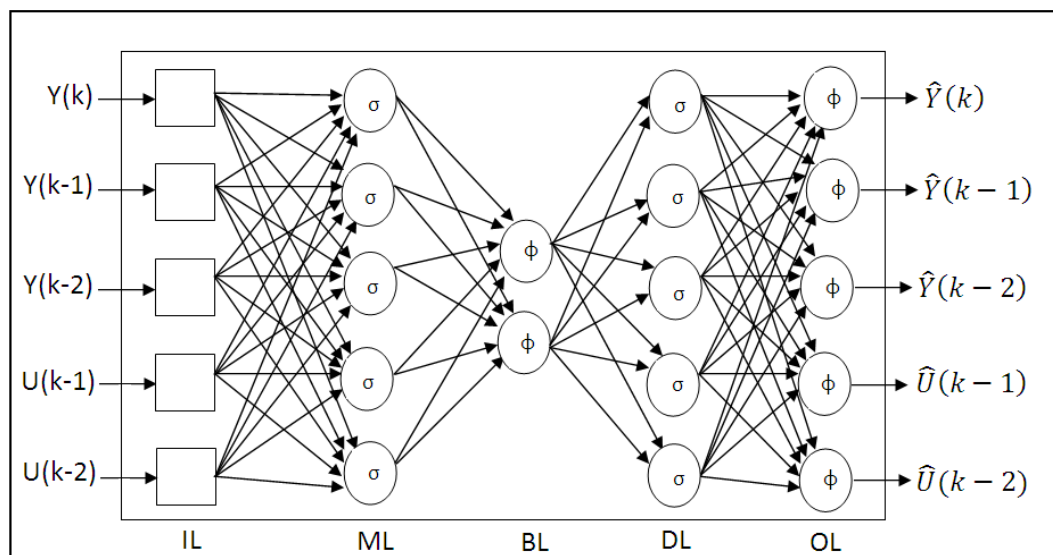


Figura 3.37 - Rede Neuronal para PCA não linear em modo de execução (Palma, 2007)

Devido a ser utilizado nesta dissertação um sistema de controlo digital, o processamento é discreto e foi decidido utilizar para objecto de estudo as tensões de saída na amostra actual e nas duas últimas amostras anteriores $Y(k)$, $Y(k-1)$ e $Y(k-2)$, enquanto para as tensões de entrada foram utilizadas as duas amostras anteriores, $U(k-1)$ e $U(k-2)$.

Os cinco sinais de entrada entram na rede pela camada de entrada (IL), depois passam pela primeira camada escondida (ML) onde são comprimidos para dois sinais na segunda camada escondida (BL), sendo depois descomprimidos para cinco na terceira e última camada escondida (DL) que os encaminha para a camada de saída (OL) onde se obtêm os valores estimados dos sinais de entrada, $Y(k)$, $Y(k-1)$, $Y(k-2)$, $U(k-1)$, $U(k-2)$ referentes às respectivas tensões de entrada.

O objectivo de se ter utilizado a Análise em Componentes Principais, deve-se ao facto da simplicidade e fiabilidade que esta proporciona. Assim, não se estuda cinco sinais que se encontram na entrada da rede, mas estuda-se o comportamento de dois sinais que se encontram na segunda camada escondida (BL) da Rede Neuronal correspondentes à compressão dos cinco sinais de entrada.

O estudo da Detecção e Isolamento das Falhas é feito com o sistema realimentado, isto é, o sistema encontra-se em anel fechado.

Foi treinada uma rede neuronal não linear para cada uma das falhas introduzidas no Motor DC para se obter o valor das duas Componentes Principais PC1 e PC2 referentes a cada uma das falhas (Falha 0, Falha 1, Falha 2, Falha 3, Falha 4 e Falha 5). Na figura 3.38 está representado o diagrama de blocos para o treino da rede neuronal utilizada.

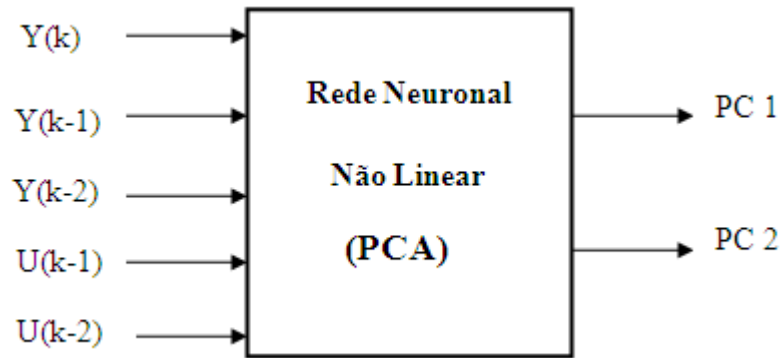


Figura 3.38 - Diagrama de blocos da Rede Neuronal não linear para implementação PCA

Analisando a figura 3.38, observa-se que a rede neuronal não linear possui cinco sinais de entrada, $Y(k)$, $Y(k-1)$, $Y(k-2)$, $U(k-1)$, $U(k-2)$, respectivamente. Os sinais de entrada usados estão guardados num ficheiro .mat, previamente guardado. Depois através da rede neuronal simulada obteve-se os valores das componentes principais PC1 e PC2. Estes valores obtêm-se através dos valores do peso da rede neuronal $W2$ e da conexão $b2$, uma vez que queremos obter os valores da rede na 2ª camada.

Depois, treinou-se outra rede neuronal com o intuito de esta ser um classificador, ou seja, quando não ocorrer uma falha o Isolamento de Falhas deveria convergir para o valor 0, na Falha 1 para o valor 1, na Falha 2 para o valor 2 na Falha 3 para o valor 3, na Falha 4 para o valor 4 e por fim na Falha 5 para o valor 5. Na figura 3.39 representa-se o diagrama de blocos do classificador.

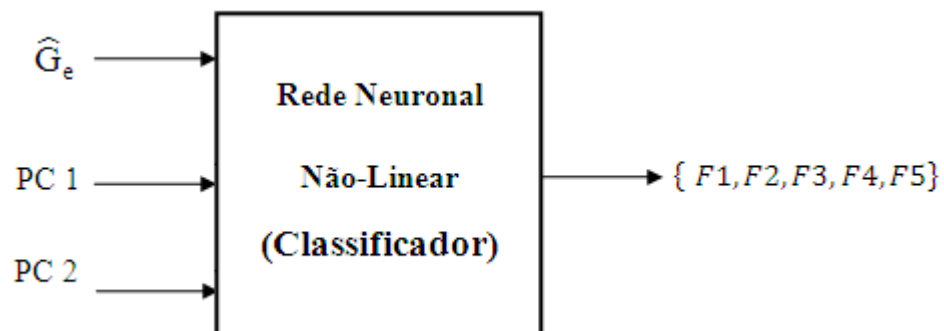


Figura 3.39 - Classificador da Rede Neuronal não linear para implementação do classificador de padrões

Na figura 3.40 representa-se a rede neuronal utilizada para a criação do classificador.

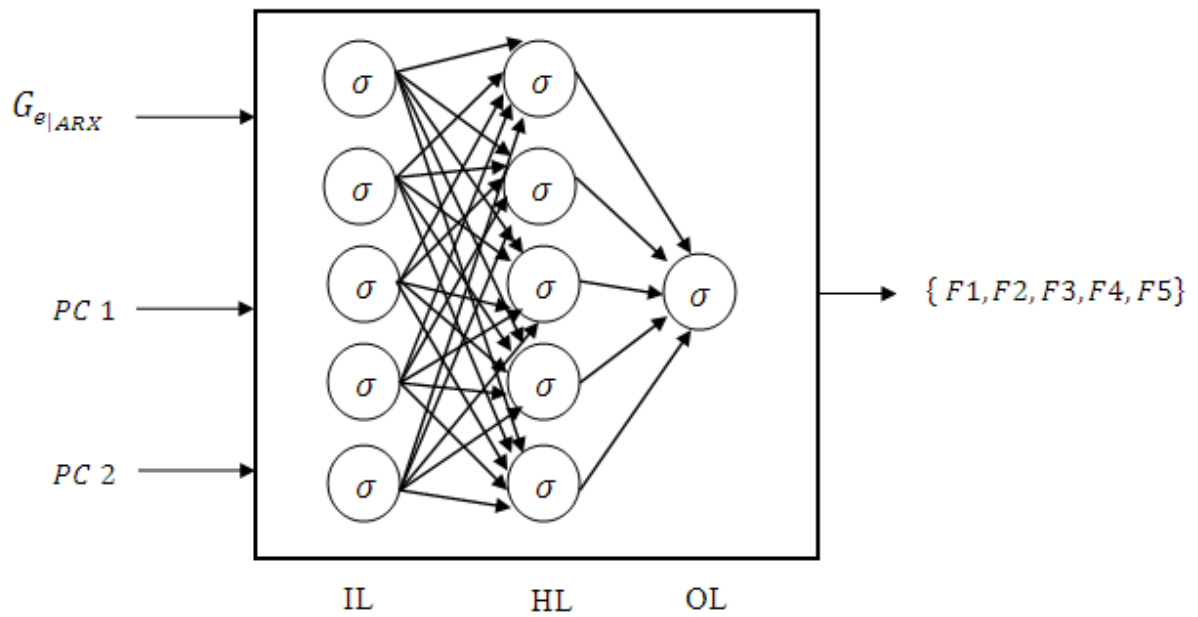


Figura 3.40 – Arquitectura da rede neuronal para o Classificador

Analisando a figura 3.40 conclui-se que para cada uma das cinco falhas introduzidas no motor DC $\{F1, F2, F3, F4, F5\}$ a rede neuronal apresenta como sinais de entrada o valor do Ganho Estático G_e e das duas Componentes Principais $PC1$ e $PC2$ referentes a cada falha e como saída a rede neuronal retorna a respectiva falha de acordo com o valor da entrada.

4. Resultados Experimentais

Este capítulo tem como objectivo apresentar e discutir os resultados obtidos experimentalmente.

O intervalo de amostragem T_s utilizado nas experiências foi de 0.1 s.

Um dos objectivos desta dissertação consiste em implementar uma estrutura em software e utilizar uma estrutura em hardware capaz de simular situações reais, nomeadamente, o controlo da velocidade de um motor DC.

Com o intuito de permitir uma interacção em tempo real entre utilizador, controlador e motor, é oferecido ao utilizador a possibilidade de escolher o tipo de controlador (PI ou IMC) que deseja usar no controlo do motor DC, e também qual o tipo de falha que pretende introduzir no sistema de modo a visualizar o comportamento e a influência que estas inferem no sistema. Os algoritmos de modelação, controlo e simulação foram desenvolvidos em ambiente MATLAB, em tempo discreto. A unidade de aquisição de dados foi a placa NI USB-6009 da National Instruments, com a comunicação com a unidade computacional a ser feita via USB 2.0.

Na medição da velocidade foi utilizado o tacómetro Digital Photo/Contact da Lutron modelo DT-2236 e na medição das indutividades da bobina foi usado um aparelho de medição de indutividades/condutividades da ED Laboratory, Model EDC 1620.

Normalização dos Valores entre [0-1]

Na realização desta dissertação optou-se pela normalização dos dados de todas as variáveis presentes pelo facto de:

- 1º - Permite ao operador humano uma interacção simplificada com as variáveis em estudo, uma vez que os limites, superior e inferior, estão definidos.
- 2º - Permite uma representação gráfica de todas as variáveis numa escala compatível entre todas.

Sistema não Linear

O motor DC utilizado nesta dissertação apresenta uma característica não linear. Ou seja quando se aplica uma tensão normalizada entre [0-1] através do actuador, o sensor não responde proporcionalmente ao valor da tensão aplicada. Esta situação pode dever-se a alguns factores, como por exemplo inércia, saturação e atrito.

Na figura 4.1 representa-se a não linearidade do motor DC utilizado nesta dissertação.

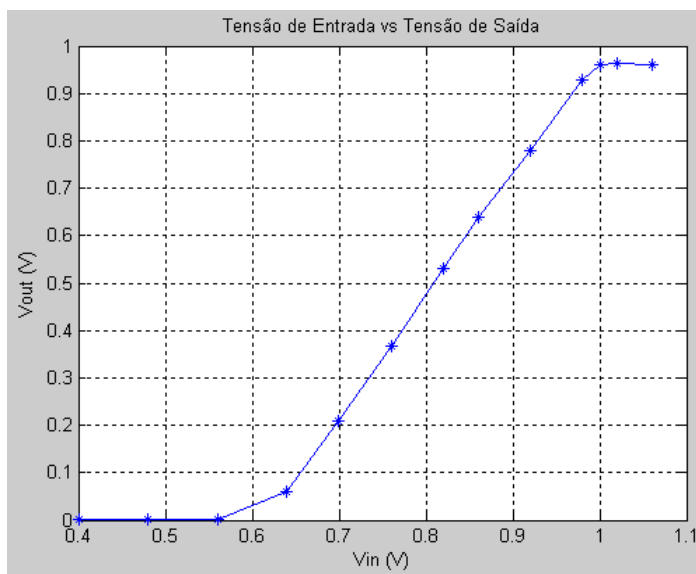


Figura 4.1 – Tensão de Entrada vs Tensão de Saída em Anel Aberto

Como se observa na figura 4.1 o motor DC apresenta uma característica não linear. Para tensões muito baixas, o motor DC apresenta uma tensão de saída (V_{out}) nula. É só a partir de uma tensão de entrada (V_{in}) normalizada aproximadamente igual a 0.64 (3.2V) que o motor DC começa a rodar. A partir desta tensão de entrada (V_{in}) até à tensão de saída (V_{out}) igual a 5 V o motor apresenta uma característica linear, pois para cada valor da tensão de entrada (V_{in}) corresponde um valor proporcional na tensão de saída (V_{out}). A partir de $V_{in} = 0.95$ a uma saturação do sistema, consequência do actuador possuir uma gama de tensões entre [0-5] [V].

Os valores da indutância variável (módulo 67-300) foram medidos num total de dez medições de acordo com a régua de medição presente no núcleo de magnetização. Na figura 4.2 representa-se os valores da indutância para cada um dos dez valores.

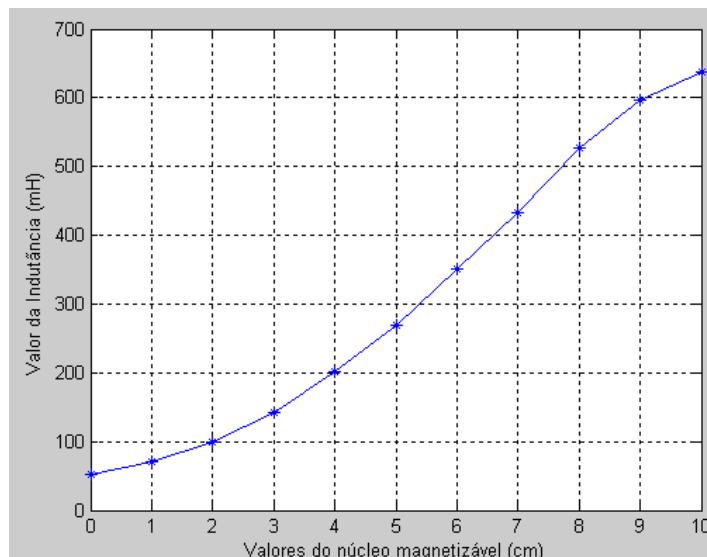


Figura 4.2 – Valores da indutância variável (módulo 67-300)

Na Tabela 9 representam-se os valores medidos para a indutância variável.

Tabela 9 – Valores da Indutância

Diâmetro da barra magnetizada fora da bobina	Indutância
0 cm	52,22 mH
1 cm	70,52 mH
2 cm	99,57 mH
3 cm	142,62 mH
4 cm	201,20 mH
5 cm	269,15 mH
6 cm	350,10 mH
7 cm	432,08 mH
8 cm	526,62 mH
9 cm	596,11 mH
10 cm	638,22 mH

Sistema Linear

Foi efectuada uma medição com auxílio de um tacómetro para medir a velocidade do motor. Foram efectuadas dezanove medições para dezanove valores diferentes da referência, e registadoos valores medidos da velocidade através do tacómetro e do sensor y através da média do seu valor ao longo do tempo da experiência. O tempo da experiência foi de 60 segundos para cada um dos dezanove valores.

Na figura 4.3 encontram-se representados os valores medidos do sensor e da velocidade.

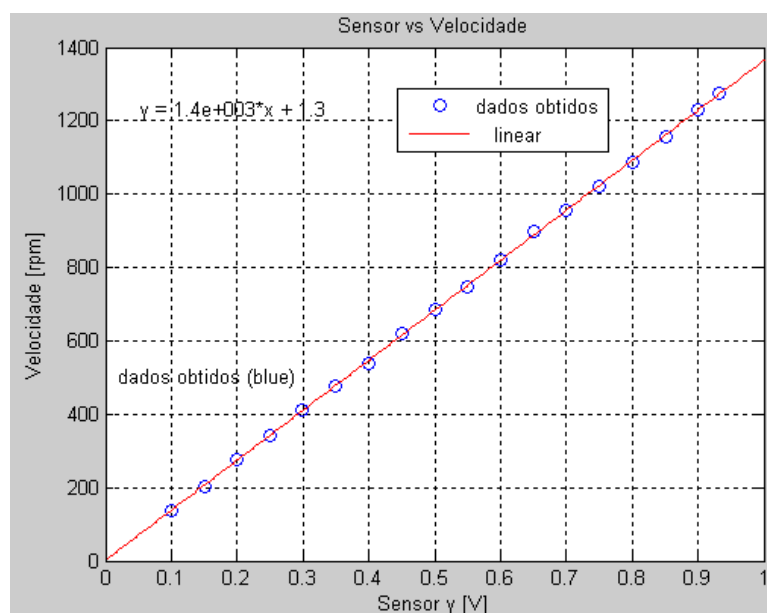


Figura 4.3 – Gráfico Sensor [V] vs Velocidade [rpm]

Analisando a figura 4.3 conclui-se que o valor medido pelo sensor é linear com a velocidade medida.

Na Tabela 10 encontram-se os valores medidos da velocidade e do sensor para cada uma das referências. Os valores do Sensor são valores normados.

Tabela 10 - Valores medidos da velocidade e do sensor

Referência	Sensor	Velocidade [rpm]
0.1	0.0997	137.2
0.15	0.1498	203.7
0.2	0.2002	278
0.25	0.25	341
0.3	0.2995	410.4
0.35	0.3501	477.5
0.4	0.4001	539
0.45	0.4502	618.2
0.5	0.5003	686.8
0.55	0.5498	745.7
0.6	0.5997	821.9
0.65	0.6504	898.6
0.7	0.700	955.8
0.75	0.7500	1022
0.8	0.8001	1086
0.85	0.8505	1156
0.9	0.9001	1230
0.95	0.9317	1274

Sistema em Anel Aberto

Num sistema em anel aberto não há controlo sobre o sistema, ou seja a saída do sistema y não exerce qualquer acção no sinal de controlo u .

Na figura 4.4 representam-se os diagramas de blocos de um sistema em anel aberto.

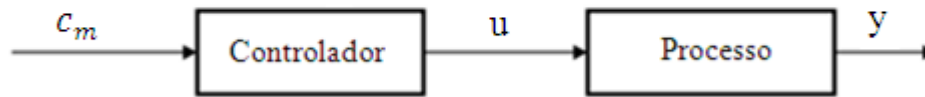


Figura 4.4 - Diagrama de blocos para um sistema em anel aberto

Onde c_m define o comando do controlador, u a entrada do Processo e y a saída do sensor.

Como se pode observar na figura 4.4, neste sistema a saída y do processo não é comparada com o sinal de entrada c_m do controlador. Assim para cada valor de saída y vai corresponder unicamente uma condição de funcionamento fixo.

Na figura 4.5 representam-se os resultados obtidos do sistema em tempo real quando são aplicados três valores para a acção de controlo u de modo a compreender o efeito da arquitectura de controlo na dinâmica do motor em anel aberto. A gama de tensões de entrada varia entre $[0; 5]$ [V] e a de saída entre $[0; 10]$ [V]. Os valores apresentados são normalizados na gama entre $[0; 1]$.

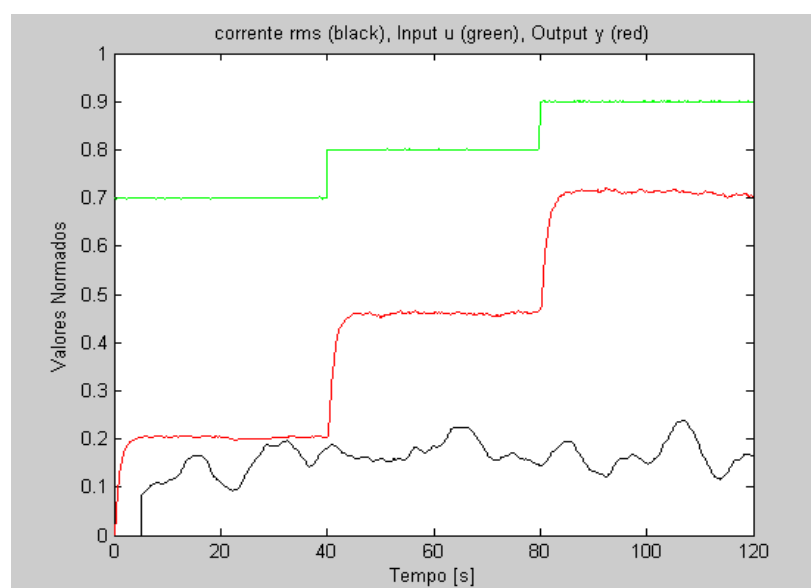


Figura 4.5 – Resposta do sistema em anel aberto

Analisando a figura 4.5, verifica-se que para $u = 0.7 \text{ V}$ a saída y do sistema convergiu para 0.2V . Para $u = 0.8 \text{ V}$ a saída y do sistema convergiu aproximadamente para 0.45V e por fim, para $u = 0.9 \text{ V}$ a saída y do sistema convergiu para 0.7 V . Pode-se concluir que quanto maior for o valor da acção de controlo u menor irá ser a diferença entre a saída y e a entrada u . Esta diferença deve-se ao facto de que quanto maior for a tensão de entrada u , maior será a velocidade do motor, logo este terá menores atritos e inércias. A corrente eficaz do rotor encontra-se representada a preto, onde apresenta algumas variações ao longo do tempo. Este facto deve-se à sensibilidade do sensor de corrente e a atritos e/ou inércias vindos do motor e carga.

O sistema em anel aberto possui uma particularidade, o motor só arranca quando o valor de tensão aplicada ao actuador é maior que 0.7 V normalizado, ou seja 3.5 V . Esta situação é devido ao facto de em anel aberto não haver retroação do sinal de saída

Sistema em Anel Fechado

Num sistema em anel fechado existe controlo sobre o sistema, ou seja a saída do sistema y possui um efeito directo na acção de controlo u , dando-se o nome a este tipo de sistemas controlo de realimentação ou retroacção (“feedback”). Neste tipo de sistemas, o sinal de erro existente corresponde à diferença entre o valor da referência e o valor de saída y , é introduzido no controlador de modo a reduzir o erro e manter a saída do sistema num determinado valor, normalmente escolhido pelo utilizador. Na figura 4.6 encontra-se representado o diagrama de blocos de um sistema em anel fechado.

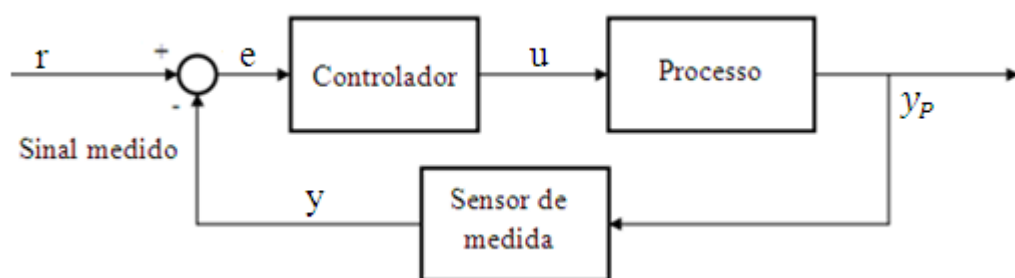


Figura 4.6 – Diagrama de blocos para um sistema em anel fechado

Na figura 4.7 representa-se a resposta do sistema em anel fechado para quatro valores diferentes da acção de controlo u utilizando um controlador PI em tempo discreto.

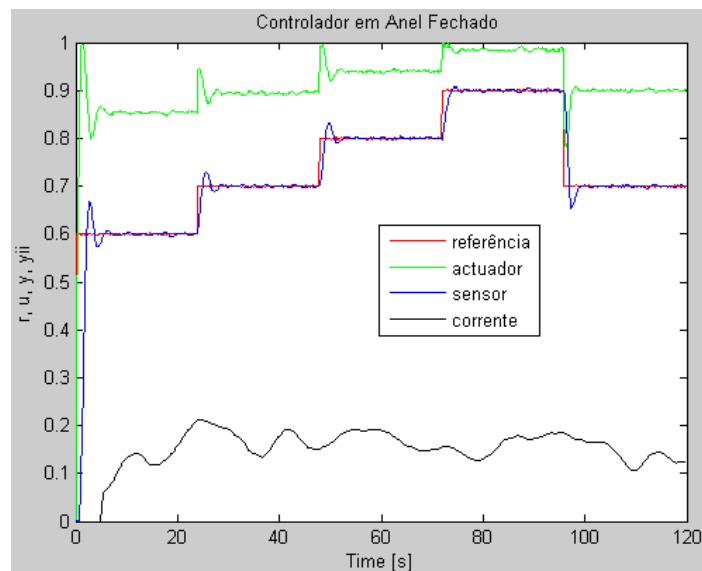


Figura 4.7 – Resposta do sistema em anel fechado

Analisando a figura 4.7 conclui-se que o sinal de saída (y) segue o sinal de referência (r) ao longo do tempo, para cada um dos quatro valores diferentes do sinal de entrada (u) utilizados (0.6, 0.7, 0.8, 0.9, 0.7) [V]. Em relação à corrente do rotor y_{ii} esta apresenta algumas oscilações ao longo do tempo devido a vibrações do motor, aquecimentos dos enrolamentos, atritos internos, etc.

É de salientar que foram escolhidos os valores para o sinal de actuação (u) entre [0.6 – 0.9] porque o motor a altas velocidades possui menos atritos e inércias.

Em anel fechado verifica-se que o motor DC 63-110 não apresenta o problema que foi verificado em anel aberto, ou seja o motor funciona em toda a gama de funcionamento disponível, como pode ser verificado na figura 4.8.

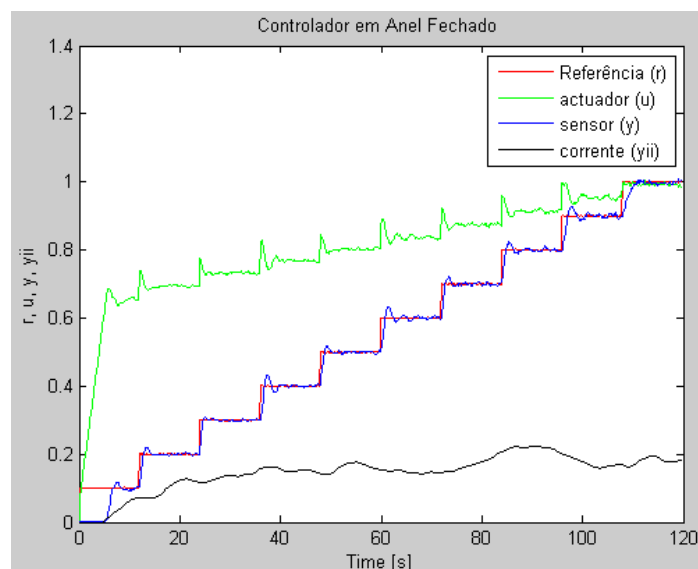


Figura 4.8 – Resposta do sistema em Anel Fechado em toda a gama de Referência

Analisando a figura 4.8, conclui-se que em anel fechado o sistema funciona em toda a gama de set-points (referências). Tal facto deve-se ao facto de o sistema em anel fechado.

Verifica-se que o controlador PI Discreto tem um bom desempenho no controlo deste sistema, uma vez que o sensor (y) segue a referência (r) ao longo do tempo.

Motor DC com Tacómetro

Para o controlo de velocidade do motor DC (módulo 63-110) foi usado outro motor DC com um tacómetro (Motor – Tacho Unit MT 150 F da Magnetrom). O motor DC com tacómetro passou a funcionar como gerador e o sinal eléctrico que gerava aos seus terminais foi usado como sensor da velocidade do motor DC (63-110), pois ambos estavam acoplados pelo veio um do outro. Através da placa de aquisição de dados (NI USB-6009) foi possível capturar e modular o sinal de saída do gerador. Na figura 4.9 representa-se o motor (Tacho Unit MT 150 F da Magnetrom).

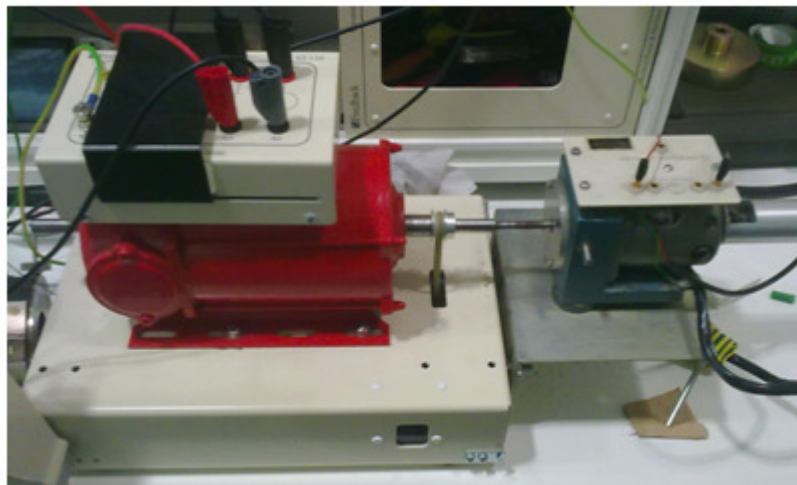


Figura 4.9 – Motor DC (módulo 63-110) acoplado com motor DC com tacómetro

Controlador PI Discreto

O facto de ter sido optado pelo controlador PI em vez do controlador PID deve-se ao excesso de ruído presente no sensor de velocidade.

O controlador PI devido a não possuir ganho derivativo k_d é usado em aplicações onde o ruído esteja presente no sensor.

Embora o ganho derivativo k_d permita uma resposta melhor por parte do controlador, em algumas aplicações a componente derivativa k_d não é usada uma vez que o controlador fica mais sensível ao ruído, situação indesejável em algumas aplicações (Levine, 2000).

No Controlador PI discreto foram usados os ganhos dos parâmetros k_p e T_i , calculados através das figuras 3.25 e 3.26. Na Tabela 11 indicam-se os valores dos parâmetros do Controlador PI, o intervalo de amostragem, o valor da resistência em série com o rotor e o valor da indutância (bobina) em série com o rotor.

Tabela 11 - Parâmetros usados Controlador PI

Parâmetros	Valores
k_p	2.5
T_i	1.4s
T_a	0.1s
Resistência	0Ω
Indutância	638.22 mH

Na figura 4.10 representa-se a resposta do sistema para o controlador PI.

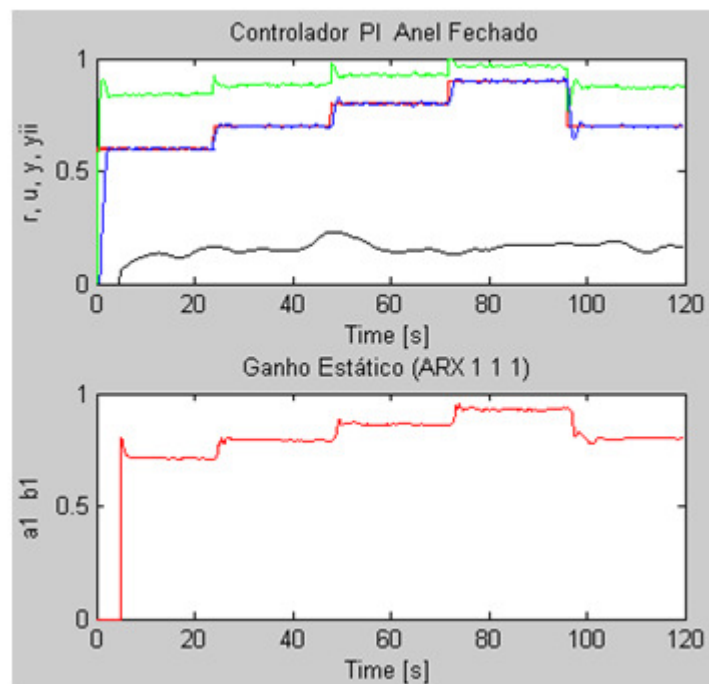


Figura 4.10 – Resposta do sistema com um controlador PI (r – referência (red), u – actuador (green), y – sensor (blue), y_{ii} – corrente (black))

Pode-se concluir pela figura 4.10 que o controlador PI em tempo discreto cumpre com o esperado, ou seja o sinal de saída (y) segue o sinal de referência (r). Verificamos também que o ganho estático mantém-se constante quando a referência não varia, ou seja só há variação do

ganho estático quando a acção de controlo (u) aumenta, devido ao aumento da referência (r). Em relação ao sinal da corrente do rotor (y_{ii}) esta apresenta algumas oscilações ao longo do tempo, em razão do aumento da temperatura dos enrolamentos do rotor, atritos internos e inércias. Na figura 4.11 representa-se a resposta do sistema para um controlador neuronal IMC.

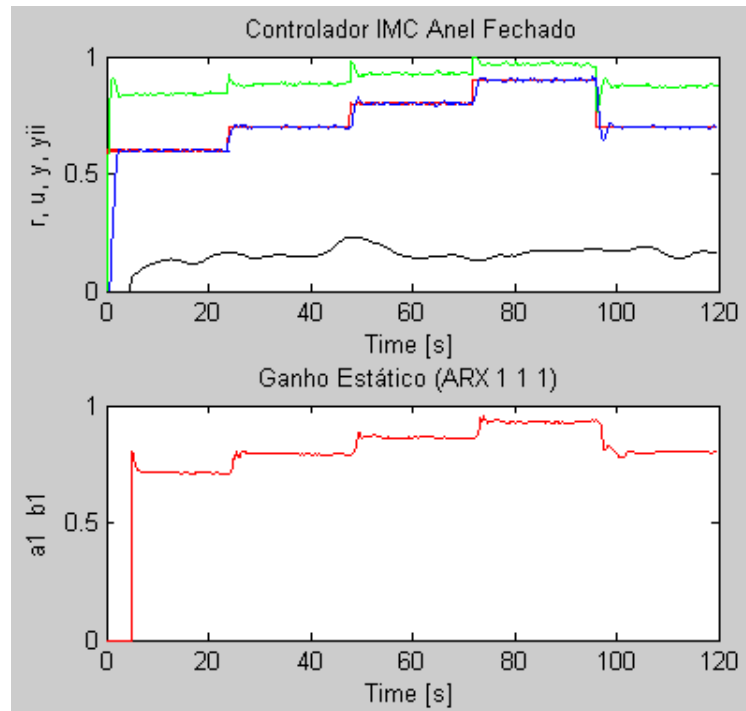


Figura 4.11 - Resposta do sistema com um controlador PI (r – referência (red), u – actuador (green), y – sensor (blue), y_{ii} – corrente (black))

Pode-se concluir pela figura 4.11 que o controlador IMC cumpre com o esperado, ou seja o sinal de saída (y) segue o sinal de referência (r). Verificamos também que o ganho estático mantém-se constante quando a referência não varia, ou seja só há variação do ganho estático quando a acção de controlo (u) aumenta, devido ao aumento da referência (r). Em relação ao sinal da corrente do rotor (y_{ii}) este apresenta algumas oscilações ao longo do tempo, em razão do aumento da temperatura dos enrolamentos do rotor, atritos internos e inércias. Em síntese os dois controladores seguem a referência como era desejado.

4.1 Diagnóstico de Falhas

A função de um sistema de diagnóstico de falhas é detectar, isolar e identificar as falhas.

Na elaboração desta dissertação o diagnóstico de falhas foi um dos objectivos propostos. Assim foram criadas falhas em Software e em Hardware com o intuito de verificar o comportamento do motor DC (Feedback 63-110). Foram criados cinco tipos de falhas, duas para utilizar em Software e três em Hardware. A Tabela 12 indica os tipos de falhas introduzidas no sistema.

Tabela 12 – Tipos de falhas introduzidas

Tipo de Falha	Descrição da Falha	Modo
Falha 1	sensor = 0	Software
Falha 2	actuador = 0	Software
Falha 3	$R = 100 \, \Omega$	Hardware
Falha 4	$R = 200 \, \Omega$	Hardware
Falha 5	$L = 0 \, H$	Hardware

Descrição das Falhas

A falha 1 tinha como função colocar o sensor com o valor zero a partir de um instante de tempo pré-definido. A falha 2 tinha como função colocar o actuador com o valor zero a partir de um instante de tempo pré-definido. A falha 3 tinha como objectivo colocar uma resistência de $100 \, \Omega$ em série com o rotor, a falha 4 tinha como objectivo colocar uma resistência de $200 \, \Omega$ em série com o rotor e por fim a falha 5 tinha como objectivo colocar a indutância da bobina a zero.

É de referir que todas as falhas são introduzidas quando o motor DC está em funcionamento.

Detecção de Falhas

Para a detecção de falhas foram utilizados dois processos:

- a) - Através do valor do Ganho Estático (ARX);
- b) - Através do Valor das Componentes Principais PC 1 e PC 2 (PCA).

A detecção pelo valor do Ganho Estático (ARX) foi feita da seguinte forma:

Em anel fechado e utilizando o controlador PI foi colocado o set-point (referência) em toda a gama disponível [0 - 1] com um intervalo de [0.1]. Depois calculou-se a média do Ganho Estático para cada uma das dez referências. Com os valores das referências e do ganho estático referente a cada uma delas, obteve-se uma curva com base numa regressão linear, vidé figura 4.12. Depois construi-se uma função em matlab que tinha como objectivo verificar “em linha” quando os valores obtidos fossem maiores que 0.05 ocorria uma falha, vidé equação 4.2. Na Tabela 12 indicam-se os valores da referência com o seu respectivo Ganho Estático, respectivamente.

Tabela 13 - Valores Referência vs Ganho Estático

Referência	Ganho Estático
0.1	0.15
0.2	0.28
0.3	0.40
0.4	0.51
0.5	0.62
0.6	0.71
0.7	0.79
0.8	0.86
0.9	0.92
1	0.94

Na figura 4.12 representa-se a curva composta pelos valores da Referência vs Ganho Estático.

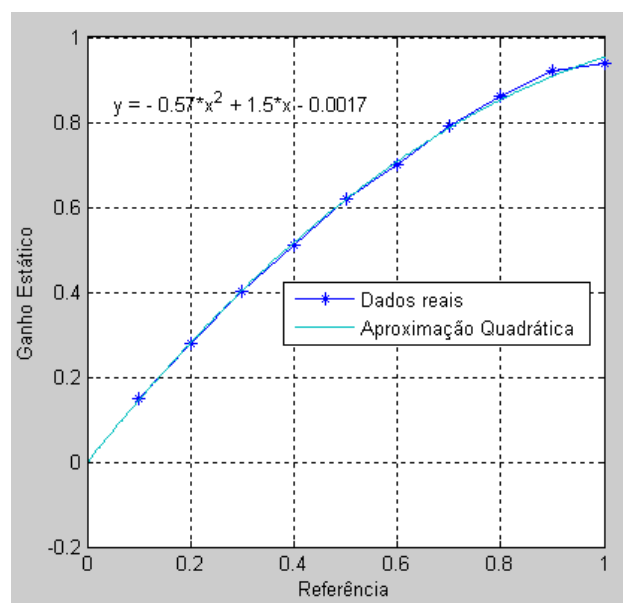


Figura 4.12 – Curva definida pelos valores do Ganho Estático vs Referência

Assim através do comando Tools (“Basic Fitting”) foi possível calcular a equação que melhor aproxima a curva da figura. A partir do valor da norma dos resíduos foi escolhida a ordem do polinómio que melhor descrevia a curva não linear. É de referir que o valor da norma dos resíduos é calculado com o comando Tools (Basic Fitting). Na figura 4.13 representa-se a norma dos resíduos para cada ordem do polinómio correspondente.

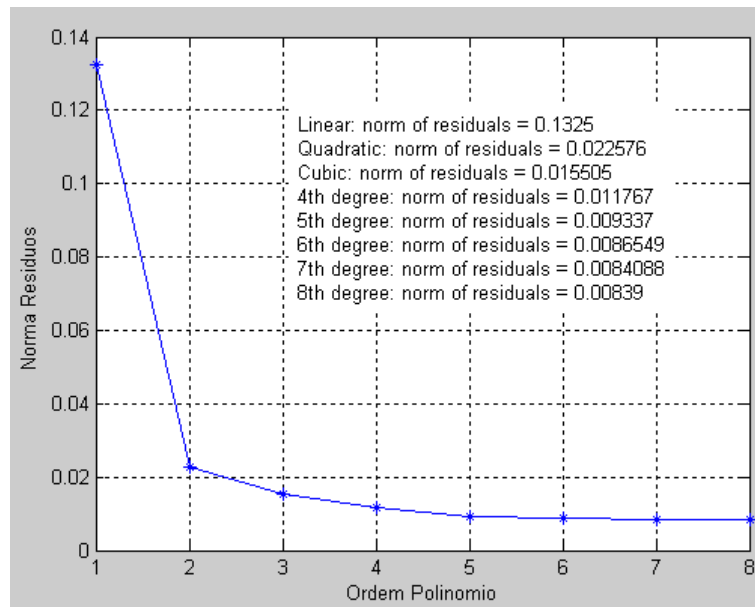


Figura 4.13 – Norma dos Resíduos vs Ordem Polinómio

Com base na figura 4.13 foi escolhido o polinómio de ordem 2, tendo como critério a relação Norma Resíduos vs grau de complexidade. Assim a equação que descreve a curva da figura 4.12 vem definida pela seguinte equação:

$$y = -0.57x^2 + 1.5x - 0.0017 \quad \text{Eq. 4.1}$$

A partir da figura 4.12, consegue-se analisar quando é que houve uma alteração no Ganho Estático do sistema. Assim o critério utilizado para verificar se houve detecção de alguma falha no sistema vem dado pela seguinte equação:

$$\hat{G}_e - y + 0.57x^2 - 1.5x + 0.0017 > 0.05 \quad \text{Eq. 4.2}$$

A detecção pelo valor das Componentes Principais (PCA) foi feita da seguinte forma:

Em anel fechado e utilizando o controlador PI foi colocado o set-point (referência) em toda a gama disponível [0 - 1] com um intervalo de [0.1] definiu-se uma região no espaço que

abrangia todos os valores das Componentes Principais (PC 1 e PC 2) obtidos para cada uma das dez referências.

Quando ocorre uma falha o valor das Componentes Principais (PC 1 e PC 2) alteram-se e convergem para uma região do espaço diferente da calculada sem falhas, e assim detecta-se a ocorrência de falhas, pela diferente convergência que as Componentes Principais (PC 1 e PC 2) apresentam. Supondo que as Componentes Principais sem falhas (PC 1 e PC 2) convergem para o seguinte espaço a 2 dimensões, como vem representado na figura 4.14.

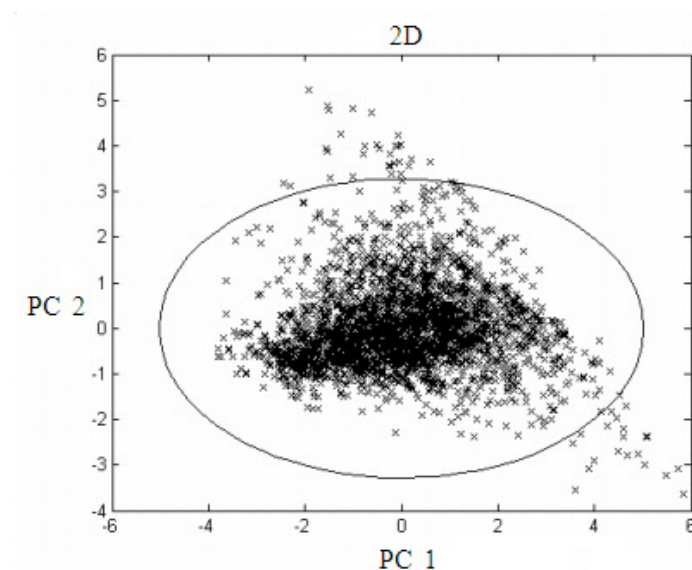


Figura 4.14 – Representação das Componentes Principais (PC 1 e PC 2) sem falhas (Palma, 2007)

Analisando a figura 4.14 constata-se que mais de 95 % das Componentes Principais estão no interior da circunferência, no entanto a distribuição não é perfeitamente normal e algumas componentes saem fora da circunferência.

Foi definida uma região definida pelas Componentes Principais (PC 1 e PC 2) sem falhas, para que quando ocorre-se uma falha as Componentes Principais vão convergir para uma região fora da região definida anteriormente, e assim consegue-se detectar as falhas. Optou-se por definir uma região que abrange-se todos os valores das Componentes Principais, mesmo os que estão no exterior da circunferência ilustrada na figura 4.14.

Isolamento de Falhas

O Isolamento de falhas serve basicamente para informar qual a falha que está a ocorrer quando é detectada uma falha no sistema. Assim este módulo só entra em funcionamento quando é detectada alguma falha. Como já referido, verificar figura 3.39, foi criada uma rede neuronal para o isolamento de falhas.

Introdução de Falhas

Importa referir que foi escolhido um valor para a referência de 0.6 V (normalizados). Este valor foi escolhido devido a ser um valor intermédio (velocidade média) e apresentar bons resultados.

4.2 Teste de falhas com Controlador PI

Na figura 4.15 representa-se o comportamento do motor DC com a introdução da falha 1 (sensor = 0). Pode-se verificar os dois métodos utilizados para a detecção de falhas (ARX e PCA), o valor do ganho estático ao longo do tempo e a isolamento da respectiva falha.

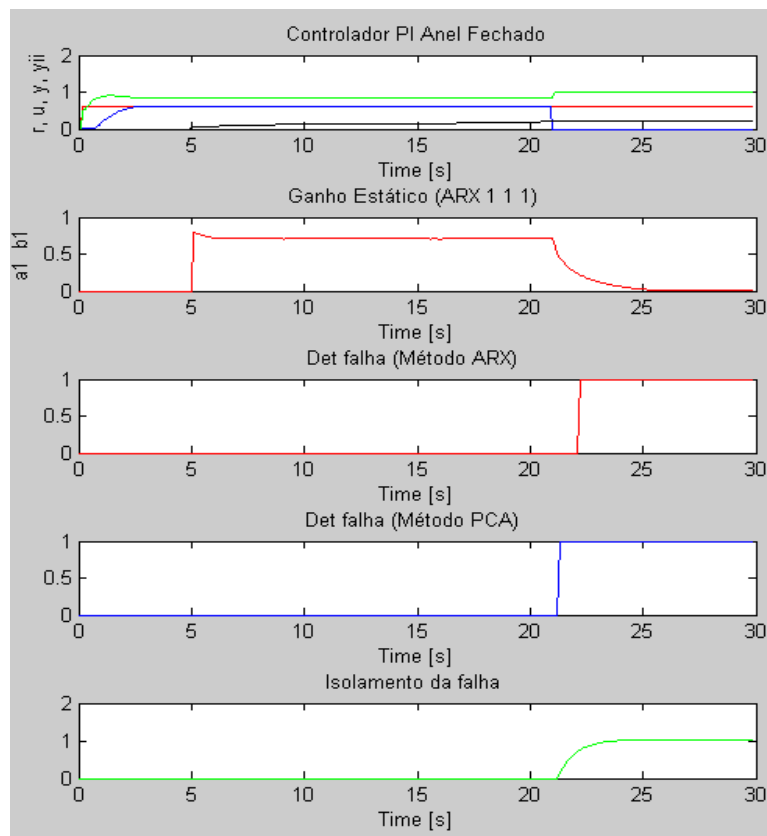


Figura 4.15 – Falha 1 PI (r – referência (red), u – actuador (green), y – sensor (blue), yii – corrente (black))

Analisando a figura 4.15 verifica-se que o método de detecção de falhas pelo método do PCA, detecta primeiro a falha que o método baseado em ARX. Este facto deve-se à função de ordem 2 que foi utilizada para aproximação da curva composta pelos valores do Ganho

Estático vs Referência, provocando assim um ligeiro atraso na detecção da falha em comparação com o método do PCA.

Em relação ao ganho estático este mantém-se praticamente constante enquanto não ocorre a falha, quanto a falha ocorre o valor do Ganho Estático converge para zero, verificar equação 4.2.

Verifica-se que o isolamento da falha converge para o valor 1, conforme era esperado.

Na figura 4.16 representa-se o comportamento do motor DC com a introdução da falha 2 (actuador = 0). Pode-se verificar os dois métodos utilizados para a detecção de falhas (ARX e PCA), o valor do ganho estático ao longo do tempo e a isolação da respectiva falha.

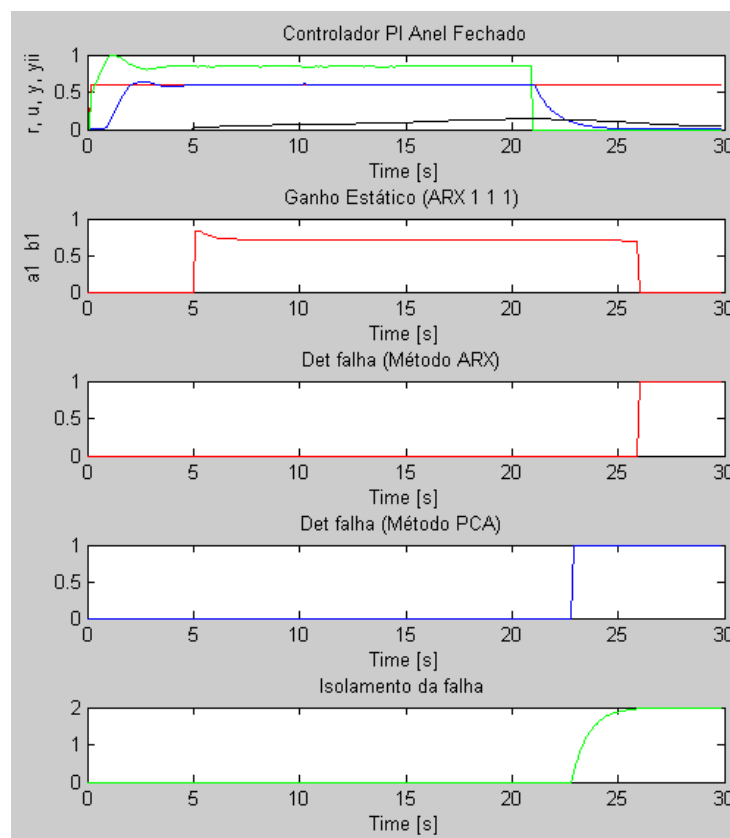


Figura 4.16 – Falha 2 PI (r – referência (red), u – actuador (green), y – sensor (blue), y_{ii} corrente (black))

Analisando a figura 4.16 verifica-se que o método de detecção de falhas pelo método do PCA também detecta primeiro a falha que o método baseado em ARX. Este facto deve-se como foi explicado para a falha 1 à função de ordem 2 que aproxima a recta e ao facto de neste caso como a acção de controlo e o sensor diminuírem o seu valor no mesmo instante, o ganho estático mantém-se constante, provocando assim um atraso maior na detecção da faha em comparação com o método baseado no PCA. Verifica-se que o isolamento da falha converge para o valor 2, conforme era esperado.

Na figura 4.17 representa-se o comportamento do motor DC com a introdução da falha 3 ($R: 0 \Omega \rightarrow 100\Omega$) em série com o rotor. Pode-se verificar os dois métodos utilizados para a detecção de falhas (ARX e PCA), o valor do ganho estático ao longo do tempo e a isolamento da respectiva falha.

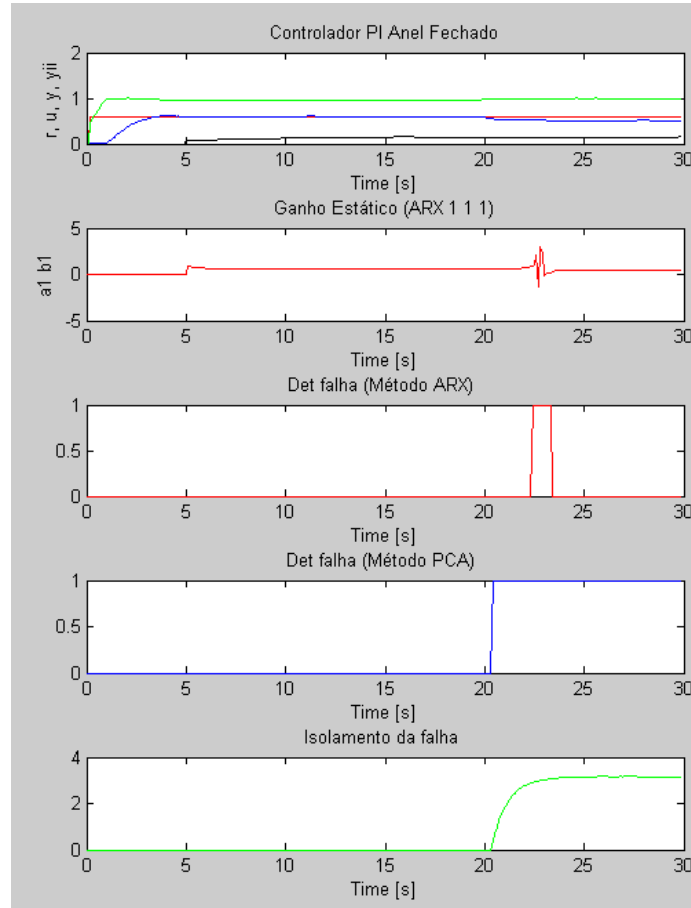


Figura 4.17 – Falha 3 PI (r – referência (red), u – actuador (green), y – sensor (blue), y_{ii} – corrente (black))

Analisando a figura 4.17 verifica-se que o método de detecção de falhas pelo método do PCA detecta primeiro a falha que o método baseado em ARX. Este facto deve-se à função de ordem 2 que aproxima a recta, figura. O método ARX não detecta a falha 3 até ao final da experiência pois como é verificado na figura, o sensor deixa de seguir a referência e consequentemente o valor do actuador sobe para atenuar esta situação, porém como o actuador sobe e o sensor desce sensivelmente a mesma proporção o ganho estático mantém-se inalterado e o método ARX para detecção de falhas deixa de detectar a falha até ao fim da experiência. Verifica-se que o isolamento da falha converge para o valor 3, conforme era esperado.

Na figura 4.18 representa-se o comportamento do motor DC com a introdução da falha 4 ($R: 0 \Omega \rightarrow 200\Omega$) em série com o rotor. Pode-se verificar os dois métodos utilizados para a detecção

de falhas (ARX e PCA), o valor do ganho estático ao longo do tempo e a isolamento da respectiva falha.

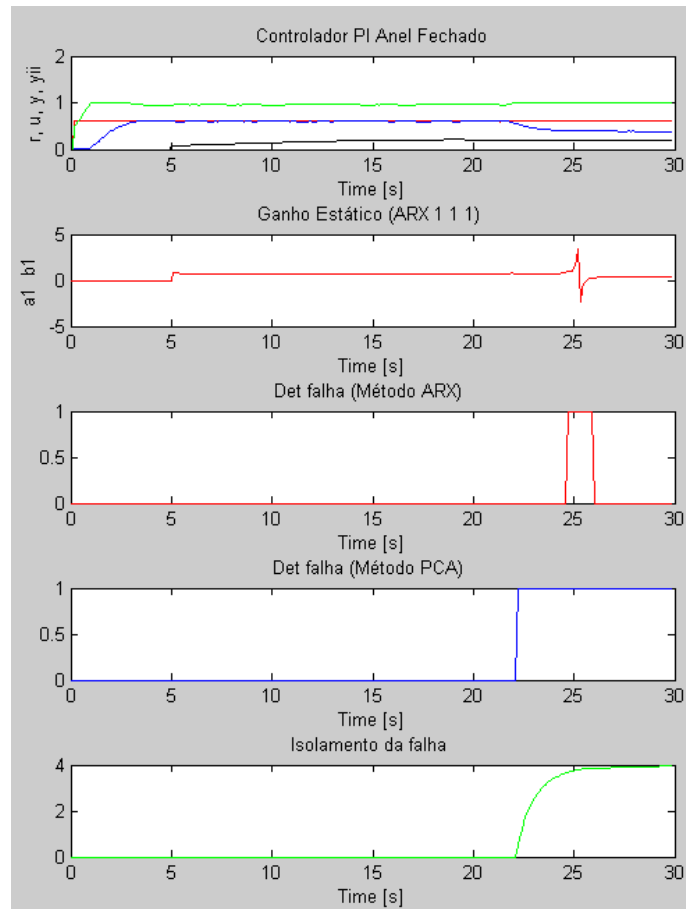


Figura 4.18 - Falha 4 PI (r – referência (red), u – actuador (green), y – sensor (blue), y_{ii} – corrente (black))

Analisando a figura 4.18 verifica-se que o método de detecção de falhas pelo método do PCA detecta primeiro a falha que o método baseado em ARX. Este facto deve-se à função de ordem 2 que aproxima a recta, figura. O método ARX não detecta a falha 4 até ao final da experiência pois como é verificado na figura, o sensor deixa de seguir a referência e consequentemente o valor do actuador sobe para atenuar esta situação, porém como o actuador sobe e o sensor desce sensivelmente a mesma proporção o ganho estático mantém-se inalterado e o método ARX para detecção de falhas deixa de detectar a falha até ao fim da experiência. Verifica-se que o isolamento da falha converge para o valor 4, conforme era esperado.

Em conclusão pode-se afirmar que com a falha 4 o valor do sensor (y) diminui mais em comparação com o valor registado na falha 3 (figura 4.17), devido à resistência aplicada ser maior logo a corrente diminui, vêr Tabela 14.

Análise em Componentes Principais com controlador PI

Na figura 4.19 representam-se os valores das componentes principais PC1 e PC2, relativamente às cinco falhas introduzidas bem como o valor das componentes principais PC1 e PC2 sem a ocorrência de qualquer tipo de falha.

Os valores das componentes principais PC1 e PC2 foram capturados durante 30 segundos, relativamente a cada tipo de falha.

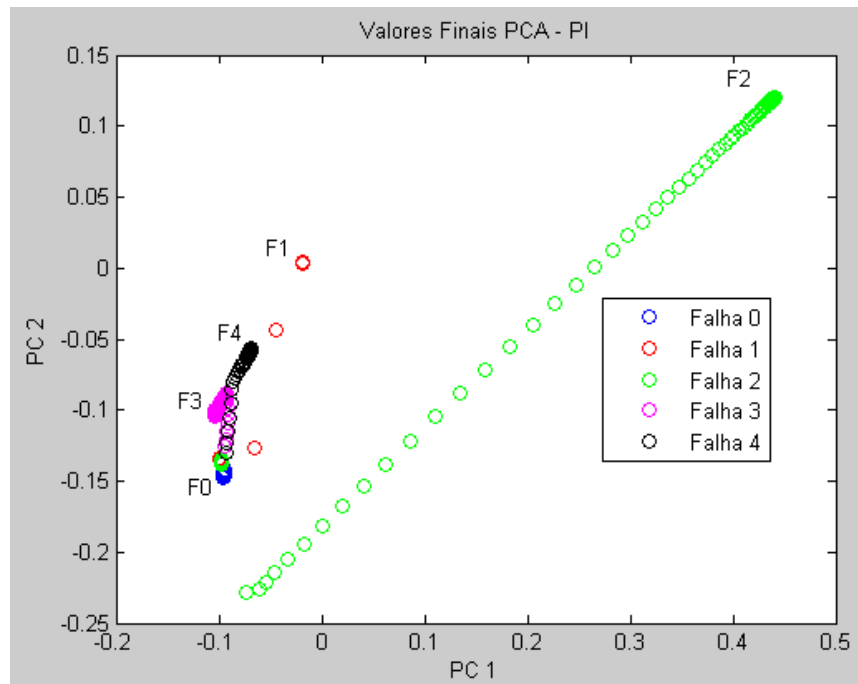


Figura 4.19 – Valores das Componentes Principais Controlador PI

Analisando a figura 4.19 conclui-se que quando ocorre uma falha as componentes principais convergem para outro espaço do plano, em virtude de alterações nos valores do actuador e no sensor.

4.3 Teste de falhas com Controlador IMC

Na figura 4.20 representa-se o comportamento do motor DC com a introdução da falha 1 (sensor = 0). Pode-se verificar os dois métodos utilizados para a detecção de falhas (ARX e PCA), o valor do ganho estático ao longo do tempo e a isolamento da respectiva falha.

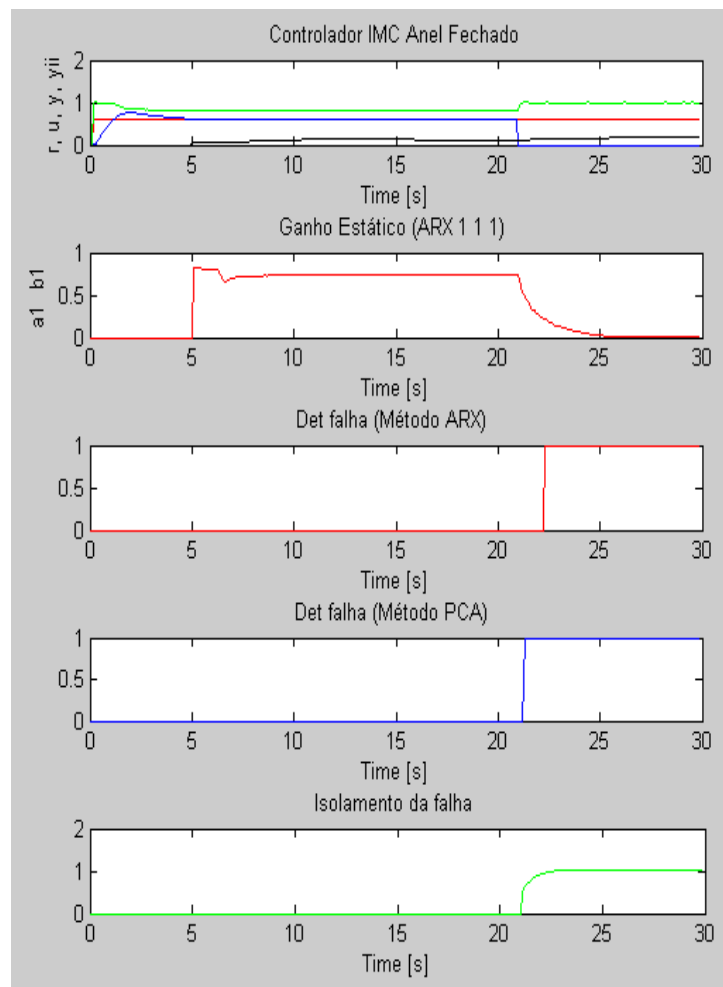


Figura 4.20 – Falha 1 IMC (r – referência (red), u – actuador (green), y – sensor (blue), y_{ii} – corrente (black))

Analisando a figura 4.20 verifica-se que, como analisado com o controlador PI, no controlador IMC o método de detecção de falhas baseado no método do PCA, detecta primeiro a falha que o método baseado em ARX. Este facto deve-se à função de ordem 2 que aproxima a recta, figura 4.12, provocando assim um pequeno atraso na detecção da falha, em comparação com o método do PCA.

Verifica-se que o isolamento da falha converge para o valor 1, conforme era esperado.

Na figura 4.21 representa-se o comportamento do motor DC com a introdução da falha 2 (actuador = 0). Pode-se verificar os dois métodos utilizados para a detecção de falhas (ARX e PCA) o valor do ganho estático ao longo do tempo e a isolação da respectiva falha.

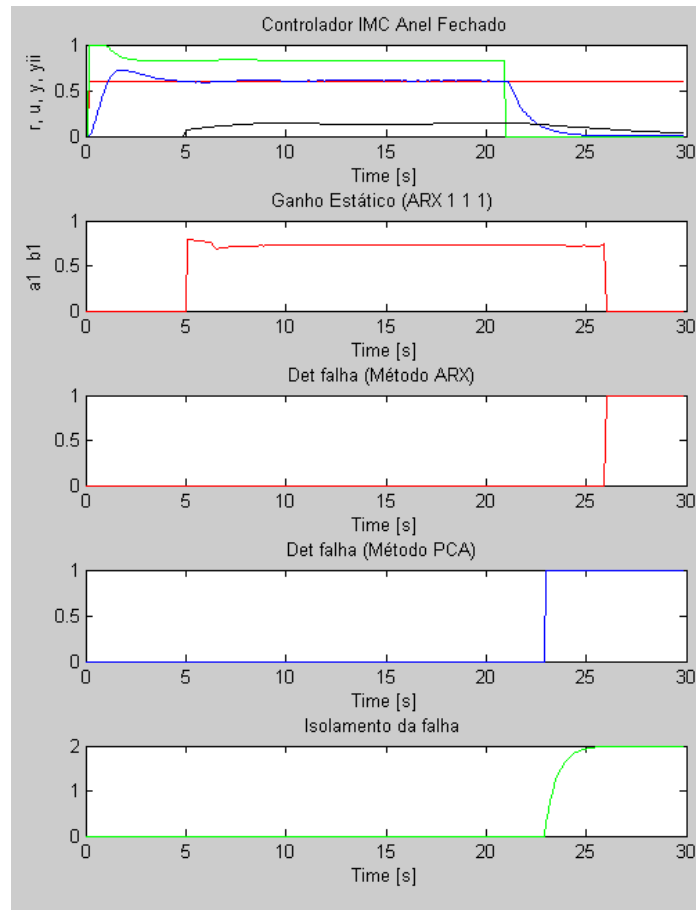


Figura 4.21 – Falha 2 IMC (r – referência (red), u – actuador (green), y – sensor (blue), yii – corrente (black))

Analisando a figura 4.21 verifica-se que o método de detecção de falhas pelo método do PCA detecta primeiro a falha que o método baseado em ARX. Este facto deve-se à função de ordem 2 que aproxima a recta, figura, e ao facto de neste caso como a acção de controlo e o sensor diminuírem o seu valor no mesmo instante, o ganho estático mantém-se constante, provocando assim um atraso maior na detecção da faha em comparação com o método baseado no PCA.

Verifica-se que o isolamento da falha converge para o valor 2, conforme era esperado.

Na figura 4.22 representa-se o comportamento do motor DC com a introdução da falha 5 (bobina = 0 H). Pode-se verificar os dois métodos utilizados para a detecção de falhas (ARX e PCA) o valor do ganho estático ao longo do tempo e a isolação da respectiva falha.

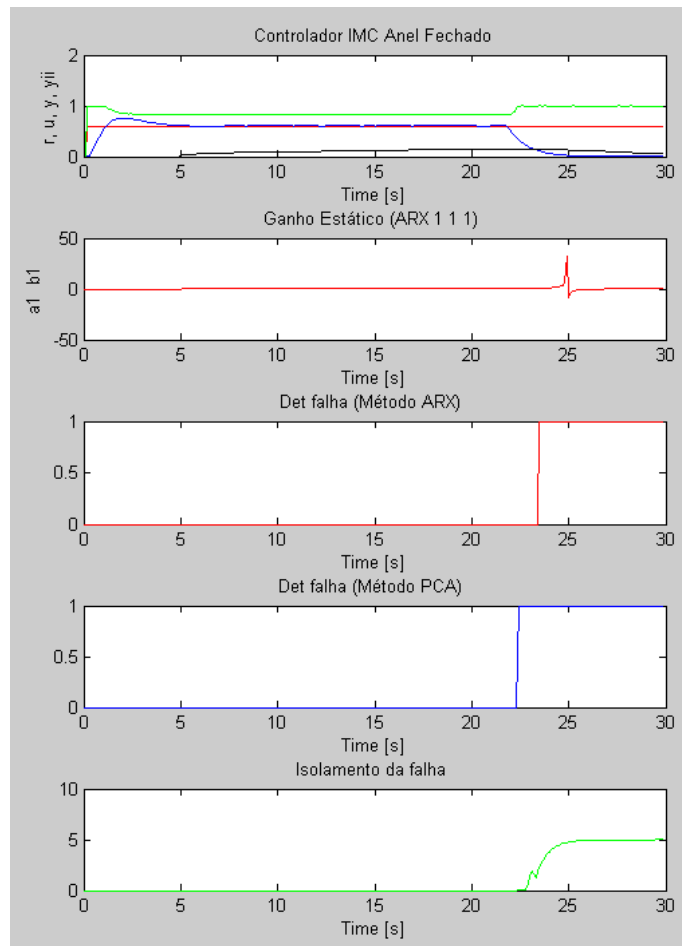


Figura 4.22 – Falha 5 IMC (r – referência (red), u – actuador (green), y – sensor (blue), yii – corrente (black))

Analisando a figura 4.22 verifica-se que o método de detecção de falhas pelo método do PCA detecta primeiro a falha que o método baseado em ARX. Este facto deve-se à função de ordem 2 que aproxima a recta da figura, e ao facto de neste caso como a acção de controlo decresce e o sensor aumenta, o ganho estático mantém-se constante, provocando assim um atraso maior na detecção da faha em comparação com o método baseado no PCA.

Verifica-se que o isolamento da falha converge para o valor 5, conforme era esperado.

Análise em Componentes Principais com controlador IMC

Na figura 4.23 representam-se os valores das componentes principais PC1 e PC2, relativamente às cinco falhas introduzidas bem como o valor das componentes principais PC1 e PC2 sem a ocorrência de qualquer tipo de falha.

Os valores das componentes principais PC1 e PC2 foram capturados durante 30 segundos, relativamente a cada tipo de falha.

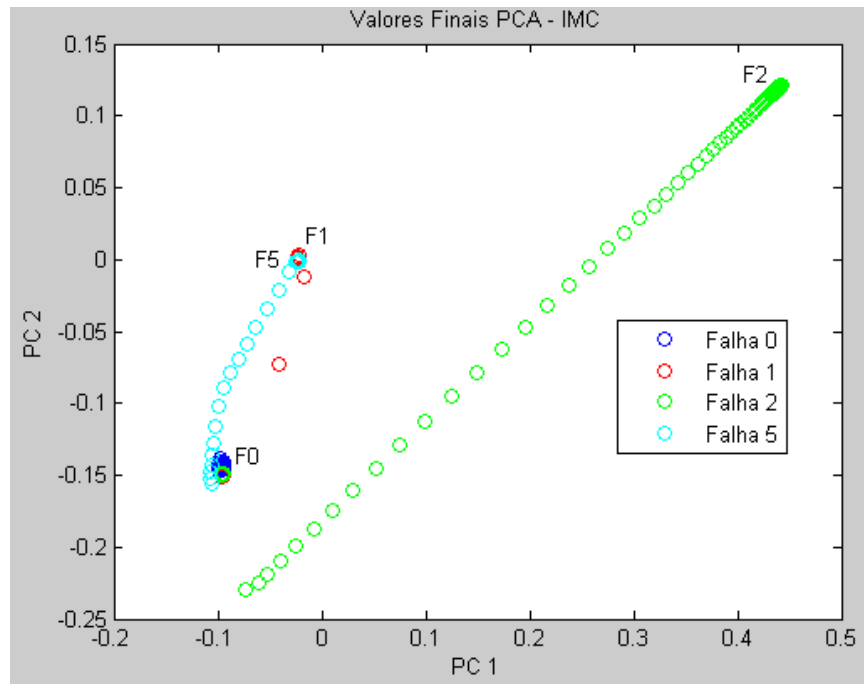


Figura 4.23 - Valores das Componentes Principais Controlador IMC

Analisando a figura 4.23 conclui-se que quando ocorre uma falha as componentes principais convergem para diferentes zonas do espaço, em virtude de alterações no actuador e no sensor.

4.4 Corrente RMS (Root Mean Square) no rotor

No decorrer das experiências a corrente RMS (root mean square) do rotor foi medida através de um transdutor de corrente LEM com uma gama de medição de corrente entre [-800; +800] mA. Este transdutor de corrente tem a particularidade de medir a corrente em tensão e depois através de uma resistência de 10 kΩ converte a tensão para corrente. Seja a Lei de Ohm definida pela equação 4.3, obtem-se a corrente RMS no rotor.

$$V = R \times I \Rightarrow I = \frac{V}{R} \quad \text{Eq. 4.3}$$

Na Tabela 14 indica-se o valor médio da corrente eficaz para cada uma das experiências.

Tabela 14 - Média do valor da Corrente Eficaz

Falhas	Controlador PI	Controlador IMC
F0	0.1479 A	0.1128 A
F1	0.1617 A	0.1335 A
F2	0.1089 A	0.1227 A
F3	0.1253 A	-
F4	0.1240 A	-
F5	-	0.1045 A

Corrente no Estator

A medição da corrente do estator foi medida através de um multímetro (HM 100 Digimess). Na Tabela 15 indica-se o valor da corrente presente no estator ao longo das experiências.

Tabela 15 - Valor da Corrente no estator

Corrente no Estator	Tensão no Estator
0.23 A	230V DC

Devido à configuração do motor DC ser independente os enrolamentos do estator são alimentados por uma tensão DC constante de 230 V originando que estes sejam percorridos por uma corrente constante.

4.5 Índices de Desempenho dos Controladores sem falhas

A análise do índice de desempenho de um controlador pode ser feita de duas formas distintas:

- Análise visual da resposta do sistema de controlo;
- Através da análise de alguns índices de desempenho.

A análise visual da resposta do sistema de controlo tem a vantagem de ser uma análise feita no momento e de acordo com a visualização dos resultados, mas apresenta como desvantagem o facto de poder por vezes levar o operador a retirar conclusões precipitadas acerca do desempenho do controlador.

Em situações onde o operador tem dificuldade em comparar o desempenho dos vários controladores envolvidos é necessário analisar o desempenho dos controladores recorrendo a índices de desempenho.

Os índices de desempenho são ferramentas que fornecem informações mais fidedignas e reais acerca do desempenho dos controladores em relação ao uso da inspecção visual, sendo muito importantes quando se comparam desempenhos, uma vez que recorrem a fórmulas matemáticas para o seu cálculo.

Como critérios de comparação pode-se recorrer a especificações que permitam caracterizar a resposta temporal do sistema de controlo tais como, tempo de subida, sobrelevação, tempo de estabelecimento, erro em regime final, entre outros, e a índices de desempenho predefinidos (Ogata, 1985; Pedrycz, 1993).

Para avaliar o índice de desempenho dos controladores foi utilizado o MSE (Mean Squared Error). A expressão que define o MSE vem definida pela equação 4.4.

$$\text{MSE} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N e_k^2 \quad \text{Eq. 4.4}$$

Onde $e_k^2 = r(k) - y(k)$

Para o cálculo do MSE foram usados alguns parâmetros que importa referir:

- O número de amostras;
- A referência $r(k)$;
- O sensor $y(k)$;

Nas figuras 4.24 e 4.25 representam-se os parâmetros dos controladores PI e IMC usados para o cálculo do MSE.

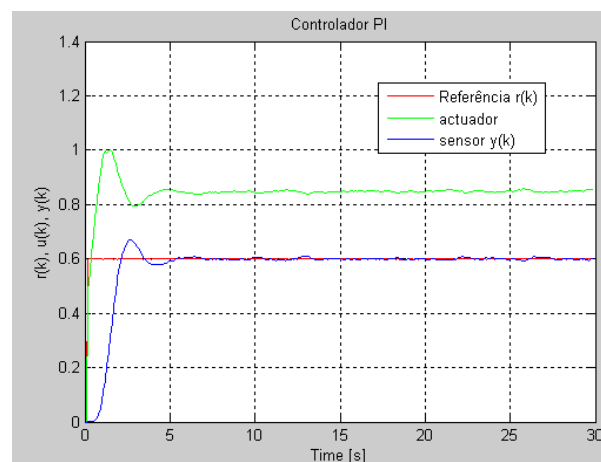


Figura 4.24 – Ilustração dos Parâmetros usados no cálculo do MSE- Controlador PI

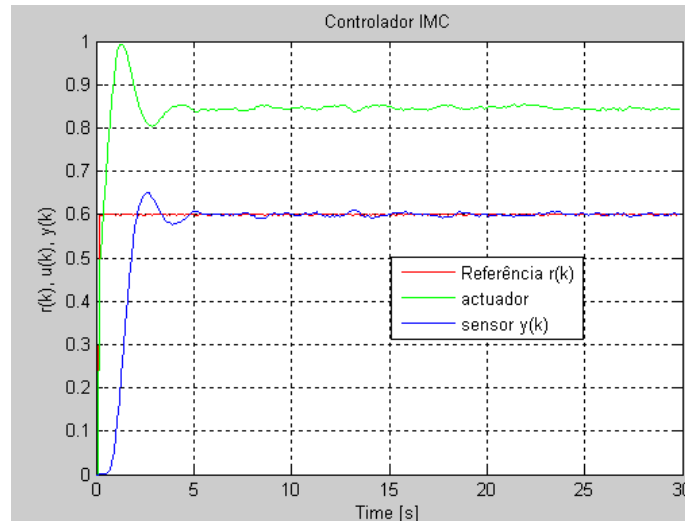


Figura 4.25 - Ilustração dos Parâmetros usados no cálculo do MSE- Controlador IMC

Analisando as figuras 4.24 e 4.25, verifica-se que o controlador PI da figura 4.24, a sua saída dada pelo sensor (y) possui menor variação em relação à saída do controlador IMC, figura 4.25.

Este facto pode ser devido a dois factores:

1. O controlador PI ser mais indicado para sistemas lineares no tempo;
2. Os dados utilizados para o treino da rede neuronal para a construção do controlador IMC podem ser fracos em informação do sistema em geral.

Para o cálculo do índice de desempenho foram utilizadas 300 amostras.

O número de amostras é definido pela seguinte equação:

$$N^{\circ} \text{ amostras} = \frac{\text{tempo da experiência}}{T_s} \quad \text{Eq. 4.5}$$

A figura demonstra os valores obtidos para o MSE dos controladores PI e IMC.

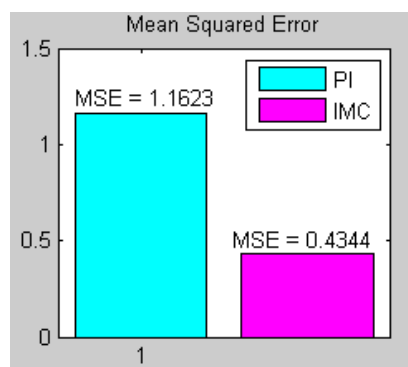


Figura 4.26 – Valores MSE Controlador PI (magenta), Controlador IMC (cyan)

5. Conclusões

Os objectivos propostos para a realização desta dissertação foram atingidos, em cada uma das duas fases inicialmente estabelecidas.

A primeira fase que contemplava a montagem de um equipamento da Feedback para teste de algoritmos de controlo e diagnóstico de falhas em motores DC foi realizado com sucesso e a segunda fase que tinha como objectivo a análise de desempenho dos controladores e metodologias de diagnóstico de falhas também foi cumprida na íntegra.

Verificou-se que a grande maioria dos sistemas reais são não lineares, como é comprovado pelo Motor DC 63-110.

O controlador PID é um controlador bastante fiável, uma vez que adaptasse tanto a sistemas lineares como não lineares.

Constatou-se porque é que na indústria ainda é tão usado o controlador PID, uma vez que conseguimos obter um bom desempenho e controlo num sistema não linear.

Foi também verificada a grande utilidade e multidisciplinaridade das redes neuronais, podendo ser aplicadas nas mais diversas áreas do conhecimento, indo desde atividades de pesquisa até aplicações comerciais e industriais, uma vez que é possível simular um sistema real com alto nível de fiabilidade, como ficou provado com a construção do controlador IMC.

Para o estudo da detecção de falhas foram usados dois métodos, a análise em componentes principais PCA e a estimação em linha do Ganho Estático de modelo ARX. O primeiro método foi um sucesso como demonstram os resultados obtidos.

Em muitos casos, para a detecção de erros, a utilização da análise em componentes principais poderá ser tão eficiente quanto a utilização dos dados originais, principalmente porque os vectores próprios possuem a capacidade de expressar o comportamento do conjunto das variáveis em estudo (Hawkins, 1974).

Em relação ao segundo método os resultados obtidos demonstraram que o controlo baseado em modelos ARX, não é o método mais indicado para um sistema não linear e invariante no tempo como é o motor DC 63-110, pois introduz atraso na detecção de falhas o que pode ser prejudicial em alguns sistemas.

Normalmente na área do controlo, quando se pretende controlar um sistema, é necessário obter um bom modelo matemático do modelo do processo no qual se pretende controlar, muito embora essa tarefa por vezes seja hárdua e morosa.

Neste sentido, o controlador baseado no modelo de caixa preta, nomeadamente PID clássico, revelou-se uma boa opção no controlo de velocidade do motor DC.

O índice de desempenho dos controladores indicou que, o melhor para o motor DC 63-110 é o controlador IMC, uma vez que apresenta um desempenho superior ao do controlador PID.

Esta constatação não é nenhuma surpresa uma vez que o controlador IMC é indicado para sistemas não lineares e variantes no tempo, ao contrário do controlador PI que é mais indicado para sistemas lineares. Também importa referir que, o facto de o controlador IMC ser baseado num modelo de caixa cinzenta contribuiu para o seu melhor índice de desempenho.

No âmbito desta dissertação, a interface desenvolvida revela-se versátil e flexível, quer ao nível da investigação, quer numa vertente mais didáctica e de formação.

Tendo em conta os objectivos inicialmente definidos para esta dissertação, pode-se concluir que os mesmos foram atingidos.

Perspectivas Futuras de Investigação

No trabalho realizado foram identificados vários aspectos complementares que permitem traçar linhas futuras de investigação.

O estudo e aplicação de outras técnicas de controlo baseadas em modelos não lineares serão benéficos, para comparar qual das técnicas de controlo não linear consegue obter o melhor índice de desempenho no controlo de motores de corrente contínua.

Outra área que se pode explorar melhor no futuro será analisar a eficiência e rendimento dos motores de corrente continua com base no tipo de falhas aplicadas a estes.

Por fim pode-se utilizar diferentes métodos para analisar qual o melhor método na detecção e isolamento de falhas.

Bibliografia

- Aguirre, L., A. Billings, S., A. “Validating identified nonlinear models with chaotic dynamics”. *Internacional Journal of Bifurcation and Chaos*, 4 (1): 109-125, 1994a.
- Aguirre, L., A. “Some remarks on structure selection for nonlinear models”, 1994b.
- Aguirre, L., A. “Introdução na identificação de sistemas”, Editora UFMG, Brasil, 2004.
- Almeida, A., Bertoldi, P, Falkner, H. “Energy Efficiency Improvements in Electric Motors and Drives”, Berlin - Germany, Springer – Verlag, 2001.
- Alves, F., Mário “ABC das Máquinas Eléctricas”, Instituto Superior de Engenharia do Porto, 2003.
- Americo, M. “Sistemas Motrizes: Eficiência Energética e Técnicas de Accionamento”. Curso Cepel/Sebrae – RJ/ UFF. Niterói – RJ, Brasil, 2003.
- Akaike, H. “A new look at the statistical model identification”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 19(6):716-723, 1974.
- Astrom, K., T. Hagglund “Automatic Tuning of PID Controllers”, *Instrument Society of America*, 1988.
- Astrom, k., T. Hagglund “PID Controllers: Theory, Design and Tuning”, *Research Triagle Park, NC.*, 1995.
- Cardoso, A. “Supervisão e Controlo de Sistemas Dinâmicos com Tolerância a Falhas – Contribuição para abordagem estruturada e robusta”, *Departamento de Engenharia Informática, Universidade de Coimbra, Portugal*, pág. 37-39.
- Chen, J., R. and Patton R. “Model-Based Fault Diagnosis for Dynamic Systems”, *Kluwer Academic Publishers*, 1999.
- Chiang, L., Russell, E., Braatz, R. “Fault Detection and Diagnosis in Industrial”, 2001.
- Crowder, M., Richard “Electric Drives and Their Controls”, *Oxford Science Publications*, cota da biblioteca FCT-UNL TK 4058 CRO, 1995.

- Dias, F.”Técnicas de Controlo não linear baseadas em Redes Neurais: do Algoritmo à implementação”, Phd Thesis, Universidade de Aveiro, Dep. de Electrónica e de Telecomunicações, pág.42- 44, 2005.
- El-Hawary, E., M. “Principles of Electric Machines with Power Electronic Applications”, Second Edition, IEEE Power Engineering Sponsor, cota da biblioteca FCT-UNL TK ELH, 2000.
- Feedback “Thyristor Control Principles (70-002)”, Feedback Instruments Ltd, Park Road, Crowborough, E.Sussex, UK-England, 2000a.
- Feedback “DC Motor Control Trainer (70-005)”, Feedback Instruments Ltd, Park Road, Crowborough, E.Sussex, UK-England, 2000b.
- Frank, P.M. and Ding, X. “Survey of robust residual generation and evaluation methods in observer-based fault detection systems”. Journal of Process Control, 7(6), pag. 403-424, 1997.
- Frank, P., Ding, S., Marcu, T. “Model Based Fault Diagnosis in Technical Processes”, Trans. of the Institute of Measurement and Control, Vol. 22, No. 1, 2000.
- Fitzgerald, A.E. Kingsley, J.R., Kusco, A. “Máquinas Eléctricas”, McGraw-Hill, 1975.
- Garcia, C. “Controlo de processos industriais”, Apostila do curso de pós graduação em Instrumentação, Automação e Controle, IMT – Instituto Mauá de Tecnologia, Escola de Engenharia Mauá, Brasil, 2003.
- Gertler, J. “Fault Detection and Diagnosis in Engineering Systems”, Marce Dekker Inc., 1998.
- Gil, P. “Acetatos de Controlo Inteligente e Sistemas de Decisão”, Universidade Nova de Lisboa, Portugal, 2002.
- Gonçalves, Henrique “Projecto Integrado de Máquinas Eléctricas de Indução/Conversores Estáticos de Potência”, Phd dissertação, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2006.
- Hangos, K., Bokor, J., Szederkényi, G. “Analysis and Control of nonlinear process Systems”. Nova Iorque, EUA. Springer, 2004.
- Haykin, S. “Redes Neurais: princípios e prática”. Trad. Paulo Martins Engel. 2ª ed. Porto Alegre: Bookman, 2001.

- Hawkins, D., M. The detection of error in multivariate data using principal components. In: Journal American Statistical Association. V. 69, p. 340-344, 1974.
- Jacquot, R., G. “Modern Digital Control Systems”. Marcel Dekker, Inc, 1981.
- Jolliffe, I. “Principal Component Analysis”, Springer, 2002.
- Júnior, R. “Tiristor SCR, Disciplina Eletrônica Industrial,” Campinas – Brasil, 2005.
- Isermann, R., and Ballé, P. “Trends in the application of model-based fault detection and diagnosis of technical processes”. Control Engineering Practice, pag.709-719, 1997.
- Levine, H. “Applications of Control, part C, Section XV Process Control, Temperature Control in Large Buildings”, Cap. 70.4 Local-Loop Control pag. 1198, The Control Handbook, edited by W. Levine, CRC Press, 2000.
- Ljung, L. “System Identification – Theory for the User”, Prentice Hall, 1999.
- Ljung, L. “System identification - Theory for the user”. Prentice-Hall International, New Jersey, U.S.A., 1987.
- Ljung, L. “System identification”, Technical Report, Department of Electrical Engineering, Linköping University, Sweden. International Journal of Bifurcation and Chaos, pag. 1707-1714, 1995.
- Luyben, W., L. “Tuning Proportional-Integral-Derivative Controllers for Integrator Deadtime Processes”. Ind. Eng. Chem. Res., vol. 35, pag. 3480-3483, 1996.
- Maria, L. “Eletrônica de Potência”, Textos de Apoio, Escola Superior de Tecnologia e Gestão, Leiria, 2005.
- May, M. “Simple mathematical models with very complicated dynamics”. Nature, pag.459-467, 1976.
- Mehl, M., L., Ewaldo “Fontes Chaveadas”, Universidade Federal do Paraná, Departamento de Engenharia Elétrica, Curitiba, Paraná
- Michels, L. “Eletrônica de Potência I – Introdução à Eletrônica de Potência”, UDESC, Centro de Ciências Tecnológicas, Dep. De Engenharia Elétrica, Curso de Eng.Elétrica, Brasil, 2008.

- Michels, L. “Electrónica de Potência I – Comando e Protecção de Tiristores”, UDESC, Centro de Ciências Tecnológicas, Dep. De Engenharia Eléctrica, Curso de Eng.Eléctrica, Brasil, 2008.
- Nasar, A., S. “Máquinas Eléctricas” McGraw-Hill do Brasil, 1984.
- Ogata, K. “Engenharia de Controlo Moderno”, 3ª Ed., Rio de Janeiro: Prentice Hall, 2000.
- Oliveira, P., S., Alisson “Estudo Comparativo e Análise Computacional de Inversores Alimentados por Tensão e por Corrente”, Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, Brasil 2009.
- Ornelas, Pedro Universidade Federal da Bahia – Escola Politécnica – DEM, Motores Eléctricos de Corrente Contínua, Brasil, 2000.
- Palma, L. “Fault Detection, Diagnosis and Fault Tolerance Approaches in Dynamic Systems based on Black-Box-Models”, Phd Thesis Univ. Nova de Lisboa, Portugal, 2007.
- Palma, L., Silva, R., Coito, F. "Diagnóstico Inteligente de Falhas em Processos Industriais – Aplicação ao Termo-ventilador PT-326", VII Jornadas Hispano-Lusas de Engenharia Electrotécnica, Madrid, Spain, 2001.
- Palma, L., Coito, F., Duarte-Ramos, H. "Supervisão e Controlo de Processos Industriais – Visão Integrada", in Proc. of VII Jornadas Hispano-Lusas de Engenharia Electrotécnica, Madrid, Spain, 2001.
- Patton, R. “Fault Tolerant Control Proc. of the 3º IFAC”, 1997a.
- Pomilio, A. “Electrónica de Potência”, DSCE – FEEC – Unicamp, Brasil, 2001.
- Rashid H.M. “Power Electronics Handbook”: Devices, Circuits and Applications, Academic Press, 2nd Edition, 2006.
- Santos, A., L. “Notas de Aula sobre Motores CC”. CEFETSP – UNED Cubatão – São Paulo, Brasil, 2005.
- Silva, R., Selénio “Disciplina de Accionamentos Eléctricos”, Universidade Federal de Minas Gerais – Brasil, 2009.
- Silva, N., R. “Disciplina de Teoria de Controlo”, FCT-UNL DEE, Monte de Caparica, Lisboa, 2005.

- Simone, G., A. “Máquinas de corrente contínua”, São Paulo, Érica, Brasil, 2000.
- Soderstrom, T. and Stoica, P. “System Identification”, 1ª ed., Prentice Hall International, United Kingdom, England, 1989.
- Toro, Vicent Del “Fundamentos de Máquinas Eléctricas” Prentice Hall do Brasil, 1990.
- UNL-FCT-DEE-SCD Supervisão e Controlo Automático de Processos Industriais - Diagnóstico de Falhas em Sistemas Dinâmicos e Controlo Tolerante a Falhas. O Estado da Arte, Relatório FDIA/FTC-BP-01, Lisboa, Portugal, 2000.

Sites Consultados

- Transistor de Junção Bipolar (BJT), Departamento de Engenharia Electrotécnica (DEE), Escola Superior de Setúbal.
www.ltodi.est.ips.pt/lveriss/EPV/Acetatos/Acet_BJT.PDF
- Máquinas de Corrente Contínua, Cap.1.
www.dspace.ist.utl.pt/bitstream/2295/57996/1/SEE-Maquina DC.pdf
- Gericota, G. Manuel “Da criação tecnológica à invenção das palavras numa perspectivada engenharia electrotécnica”.
www.ave.dee.isep.ipp.pt/~mvg/artigos/vilela05/vilela05.pdf
- [Avanços Tecnológicos nos motores eléctricos].
www.weg.net/files/products/2-2199.pdf
- Pomilio, A. “Conversores “CA-CC- Retificadores, Electrónica de Potência – Cap.3”, Brasil, 2001.
www.coinfo.cefetpb.edu.br/professor/ilton/apostilas/potencia/cap3.pdf
- Máquinas Eléctricas, Motor de Corrente Contínua.
www.amauri.pro.br/arquivos/IND271MEL/MELIND271Aula08MotorCC10prev0.pdf
- Ghirardello, A. “Apostila sobre Modulação PWM. Elementos de Máquinas e Motores eléctricos”, Escola Politécnica, Universidade Federal da Bahia, Brasil.
www.eletronica.org/arq_apostilas/apostila_pwm.pdf

Sistemas de Accionamento e Movimentação, Controlo de motores de corrente contínua,
Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto.

www.paginas.fe.up.pt/~ajm/wwwsam/mccsam.pdf

Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes
(SAFEPROCESS'97). Hull, UK, 1033-1054.

www.eletronica.org/arquivos/MotoresCC.pdf

Loureiro, Mário Capítulo 1 Máquinas de Corrente Contínua (2002)

<http://marioloureiro.net/tecnica/electrif/motoresCC2.pdf>

Anexos

Anexo A. Esquemáticos Hardware

Na figura A.1 representa-se o diagrama do circuito de Hardware.

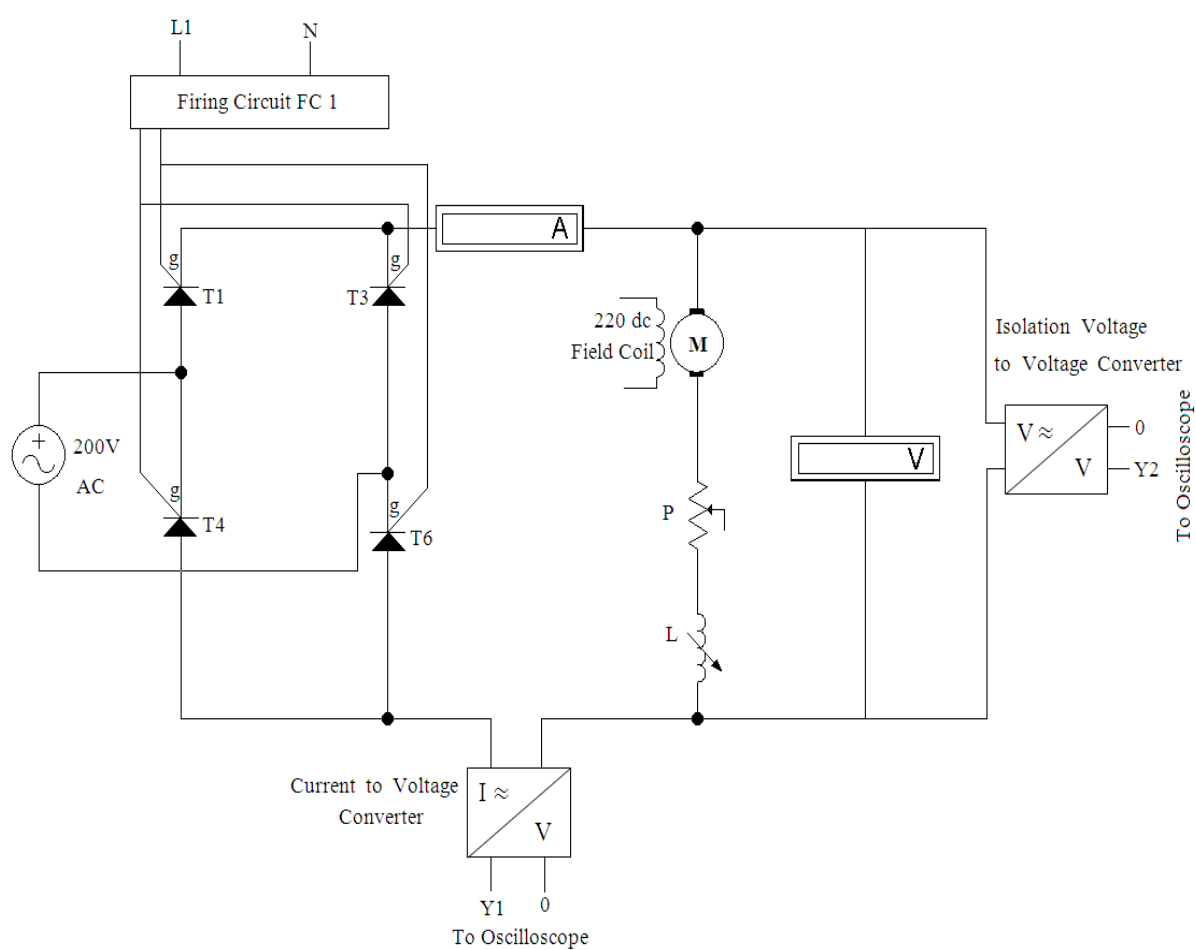


Fig.A. 1 – Esquemático do circuito de Hardware (Feedback, 2000)

Sensor de Corrente LEM

O sensor de corrente LEM foi utilizado para medir a corrente presente no rotor, durante o seu funcionamento. Na figura A.2 demonstra-se o circuito electrónico para o accionamento do sensor LEM.

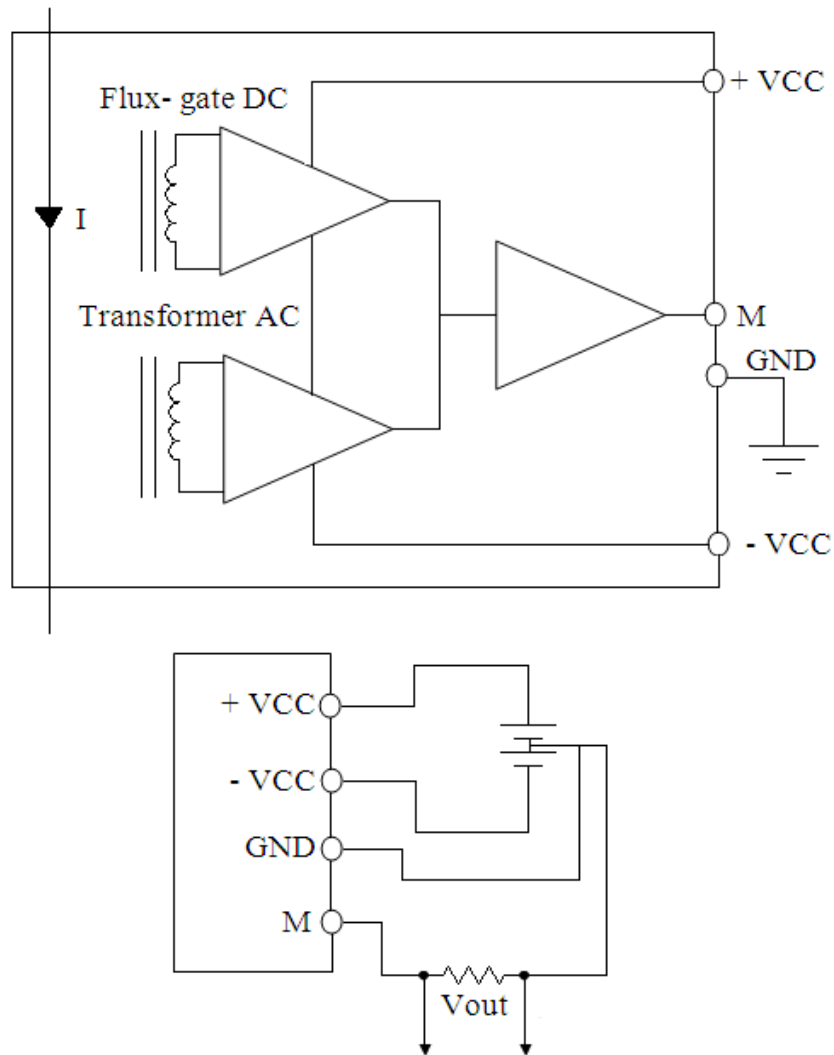


Fig.A. 2 - Circuito electrónico do sensor LEM

Características:

- a) A tensão V_{out} é positiva quando o fluxo de corrente percorre o sentido da seta, verificar figura A.2.
- b) O circuito primário produz uma tensão em onda quadrada de 500Hz. Se a impedância do circuito primário pode induzir uma corrente alternada neste.
- c) A impedância do circuito primário é $> 10 \Omega$ e a resistência de carga é de $10 K\Omega$.

d) A temperatura do condutor do circuito primário não deve exceder os 100°C .

Placa de Aquisição de Dados NI USB – 6009

A placa de aquisição de dados foi utilizada como plataforma de comunicação entre o computador e o motor DC. Na figura A.3 pode ser visualizado a placa de aquisição de dados utilizada no decorrer desta dissertação.



Fig.A. 3 – Placa de aquisição de dados NI USB - 6009

Características

- a) 8 canais de entrada analógicos (14-bit, 48kS/s).
- b) 2 canais de saída analógicos (12-bit, 150 S/s).
- c) 12 canais digitais de entrada/saída (32-bit counter).
- d) Possui uma porta USB integrada no próprio chip.
- e) Comunicação USB 2.0.
- f) Compatível com vários sistemas operativos: LabVIEW, LabWindows/CVI e Visual Studio .NET.

Sensor de Velocidade

Foi utilizado como sensor de velocidade um motor DC que possui um tacômetro. Este motor DC está ligado ao motor DC 63-110 da Feedback através do veio deste.

Através de dois terminais embutidos no tacômetro consegue-se obter os valores da tensão do motor DC 63-110.

Características

- a) Tensão: 24V DC;
- b) Corrente: 1-5 A;
- c) Velocidade: 6000 RPM;
- d) Potência: 1/50 HP;

Na figura A.4 representa-se o motor DC com tacômetro utilizado como sensor de velocidade.

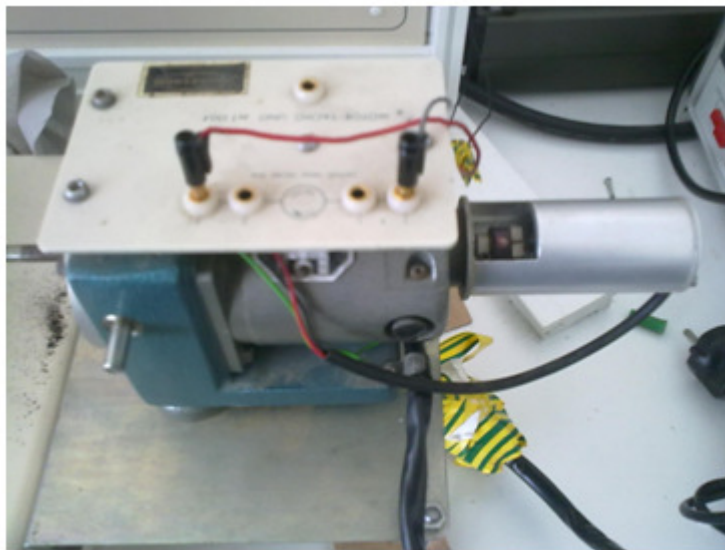


Fig.A. 4 – Motor DC com tacômetro como sensor de velocidade

Anexo B. Motor de Corrente Contínua

A eficiência de um motor é um parâmetro muito importante uma vez que permite ter a noção das perdas energéticas e térmicas que estão envolvidas no processo de conversão da energia mecânica em energia eléctrica.

Define-se como eficiência a razão entre a potência de saída sobre a potência de entrada.

A potência de saída está relacionada com a potência consumida pela carga acoplada ao veio e é definida pela equação B.1.

$$P_{\text{out}} = 2\pi TN \quad \text{Eq. B. 1}$$

Enquanto a potência de entrada está relacionada com a potência aplicada ao campo provocado pelos enrolamentos de estator com a potência aplicada aos enrolamentos da armadura, assim define-se a equação da potência de entrada vem definida pela equação B.2.

$$P_{\text{in}} = V_f I_f + V_a I_a \quad \text{Eq. B. 2}$$

Então a eficiência é a razão entre a potência de saída e a potência de entrada sendo esta definida pela equação B.3.

$$E_f = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{2\pi TN}{V_f I_f + V_a I_a} \quad \text{Eq. B. 3}$$

Então um motor de corrente contínua pode apresentar 3 tipos de perdas. São elas as perdas devido ao cobre, as perdas no ferro e as perdas por atrito.

As perdas no cobre são causadas pela resistência dos condutores e pelas escovas do motor. Devido à passagem de corrente contínua nos condutores alguma corrente eléctrica é dissipada em calor que acaba por se dissipar. O efeito do calor numa corrente eléctrica é proporcional ao quadrado da corrente. Com efeito através das equações 4.3 e B.4, chegamos à equação que indica que a potência dissipada numa resistência é proporcional à corrente (equação B.5).

Seja a Lei de Ohm definida pela equação 4.3, então a potência eléctrica pode ser definida pela equação B.4.

$$P_{\text{elect}} = UI \quad \text{Eq. B. 4}$$

Substituindo a equação 4.3 na equação B.4, obtém-se uma nova equação para a potência eléctrica.

$$P_{\text{elect}} = RI^2 \quad \text{Eq. B. 5}$$

A equação que traduz a potência dissipada devido ao cobre é:

$$P_{\text{pcobre}} = K_c T^2 \quad \text{Eq. B. 6}$$

Onde K_c é uma constante que depende da resistência das escovas e dos enrolamentos do induzido.

As perdas no ferro, são caracterizadas por efeitos magnéticos existentes no rotor do motor e são explicadas com as perdas por histerese do material do rotor que está constantemente a magnetizar e a desmagnetizar-se, e às correntes induzidas que circulam no rotor. Para estas perdas serem minimizadas, o rotor do motor é feito em várias lâminas laminadas que são coladas ou aparafusadas, e isoladas entre si por uma tinta isolante. Com isto, pretende-se diminuir as correntes induzidas, pois a resistência do ferro é superior. É de notar que as perdas no ferro aumentam com a frequência, uma vez que existem mais ciclos de magnetização e de desmagnetização e como tal há mais perdas por histerese. As correntes induzidas também aumentam pois as variações do campo magnético no rotor induzem correntes superiores. Assim, uma vez que as variações no campo magnético estão relacionadas com a velocidade do motor, pode-se deduzir que a equação que indica as perdas no ferro vem definida pela equação B.7.

$$P_{\text{pferro}} = K_i w \quad \text{Eq. B. 7}$$

Onde K_i é uma constante que indica com exactidão as perdas no ferro.

Por fim, as perdas por atritos devem-se sobretudo a atritos nos rolamentos e escovas do motor, e a atritos causados pelo vento. A resistência por parte do vento será tanto maior, quanto maior for a velocidade do motor, pois a oposição por parte deste, no rotor, varia com o quadrado da velocidade.

Então as equações que definem as perdas por atrito e por vento são dadas pelas equações B.8 e B.9, respectivamente.

$$P_{pAtrito} = T_{atrito}w \quad \text{Eq. B. 8}$$

$$P_{pVento} = K_w w^2 \quad \text{Eq. B. 9}$$

Onde T_{atrito} indica o binário de atrito e K_w é uma constante que depende principalmente do tamanho e da forma do rotor e se tem ou não uma ventoinha para fins de arrefecimento.

Tendo todas as equações das perdas presentes num motor de corrente contínua, obtém-se a expressão que engloba as três potências envolvidas.

$$P_{pTotal} = K_c T^2 + K_i w + T_{atrito}w + K_w w^2 \quad \text{Eq. B. 10}$$

Pela equação B.10, constata-se que as perdas interferem na eficiência de um motor eléctrico, mas não se pode considerar que estas perdas interfiram na potência máxima que pode ser retirada de um motor. Num motor eléctrico este tem uma potência limitada, ou seja, há um valor para o qual não é possível extrair mais potência do motor. O principal factor que limita a potência máxima extraída de um motor é a temperatura. A partir de um determinado valor a potência produzida pelo motor é tão elevada que o calor gerado através das perdas totais equação (B.10) é impossível de ser dissipado e o motor acaba por sobreaquecer.

Anexo C. Electrónica de Potência

Os rectificadores semi-controlados utilizam apenas dois tiristores em vez de quatro como no rectificador controlado permitindo economizar no número de tirístores. Devido ao uso de dois tirístores consegue-se controlar a potência entregue à carga. Este tipo de rectificadores é usado em aplicações onde a potência envolvida é relativamente baixa e não é necessário que a energia entregue à carga volte novamente à fonte. Ou seja sempre que a tensão de saída inverter o seu sinal esta irá por um caminho interno que manterá essa tensão a zero, desconectando a carga da rede. Na figura C.1 é representada uma ponte rectificadora semi-controlado assimétrica.

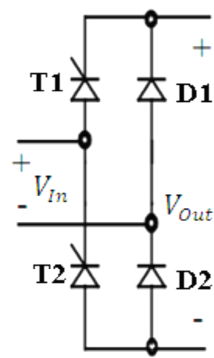


Fig.C. 1 - Ponte rectificadora semi-controlada assimétrica

Analisando a figura C.1 esta ponte rectificadora possui um caminho livre composto pelos díodos D1 e D2. Atendendo a que o tiristor T1 está ligado à polaridade positiva da tensão de entrada este vai disparar e controlar o nível de potência entregue à carga através do díodo D2. Quando a tensão de entrada se inverter o tiristor T2 entrará à condução e o tiristor T1 entrará ao corte enquanto o caminho livre de circulação dá-se pelo díodo D1.

Os rectificadores não controlados são constituídos por díodos, logo não é possível controlar a entrada em condução destes elementos, devido a serem constituídos inteiramente por diodos. Devido a não ser possível controlar a entrada em condução destes elementos, não é possível controlar a potência entregue à carga. Na figura C.2 é representada uma ponte rectificadora não controlada.

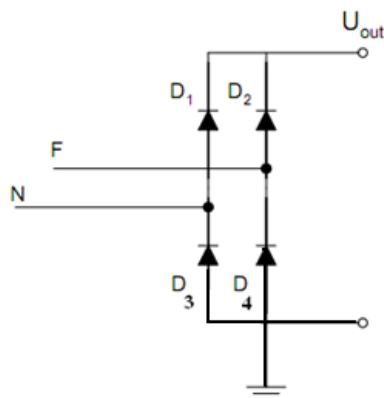


Fig.C. 2 - Ponte rectificadora de onda completa não controlada (Pomilio, 2001)

Analisando a figura C.2 conclui-se que estamos perante um rectificador de onda completa não controlado. Como este rectificador é composto unicamente por semicondutores não controlados (diodos) não é possível controlar o nível de potência entregue à carga.

Dispositivos Semicondutores de Potência

Os díodos são constituídos por dois cristais semicondutores, normalmente de silício, um do tipo “P” e o outro do tipo “N”. O material semicondutor de silício é composto por uma estrutura cristalina com 4 electrões na camada de valência, chamada de tetravalente. Para se formar os cristais semicondutores de silício, o semicondutor de silício é dopado através da adição de impurezas. Assim para o caso do cristal semicondutor do tipo “P” é adicionado ao cristal de silício uma impureza trivalente como por exemplo o alumínio. Como esta impureza possui apenas três ligações completas de electrões na camada de valência, é criada uma lacuna na quarta ligação e um ião negativo fixo à estrutura do cristal.

Devido a isto, esta impureza fica com uma característica receptiva de modo a atrair electrões para completar a quarta ligação de electrões de modo a tornar-se estável. Então como no cristal semicondutor do tipo “P” as lacunas estão em maioria, dá-se o nome de portadores maioritários. Aos electrões presentes neste semicondutor devido ao rompimento das ligações covalentes, provocadas pela adição de energia ao material, estão em minoria e dá-se o nome de portadores minoritários. Na figura C.3 está representado um material semicondutor do tipo “P”.

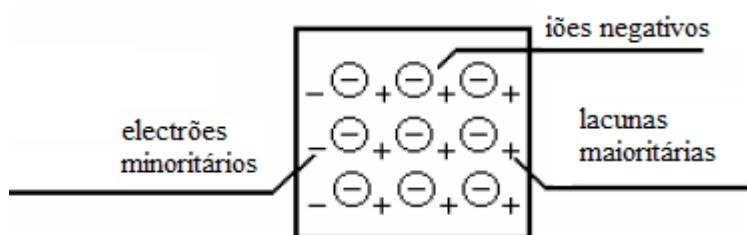


Fig.C. 1 - Material semicondutor do tipo “P”

No caso do cristal semicondutor do tipo “N”, este é formado adicionado ao cristal de silício uma impureza pentavalente como por exemplo o fósforo. Como esta impureza possui cinco ligações completas de electrões na camada de valência, haverá um electrão livre, de modo a obter-se uma estrutura estável com quatro electrões na camada de valência, e um ião positivo fixo à estrutura do cristal. Então o material fica com características doadoras pois possui um electrão em excesso. Neste tipo de material semicondutor como os electrões estão em excesso dá-se o nome de portadores maioritários, e às lacunas que estão em minoria dá-se o nome de portadores minoritários. Na figura C.4 está representado um material semicondutor do tipo “N”.

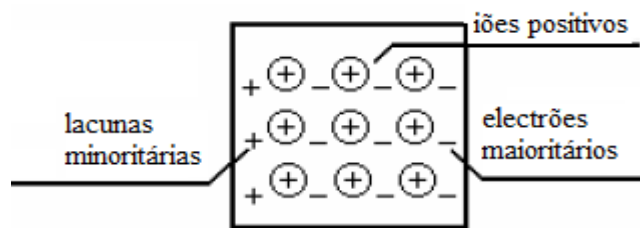


Fig.C. 2 - Material semiconductor do tipo “N”

Um díodo para passar ao estado de funcionamento tem de ter o potencial do terminal ânodo positivo em relação ao potencial do cátodo. Este facto permite a passagem de corrente eléctrica. Quando o potencial do terminal do cátodo é maior que o potencial do terminal do ânodo, não é possível a passagem de corrente eléctrica oferecendo uma grande resistência à sua passagem. Quando o ânodo estiver a um potencial negativo em relação ao cátodo, o díodo não conduz e a corrente eléctrica não circula pelo díodo e diz-se que está inversamente polarizado. Na figura C.5 está representada a curva característica da corrente num díodo em função da tensão aos seus terminais.

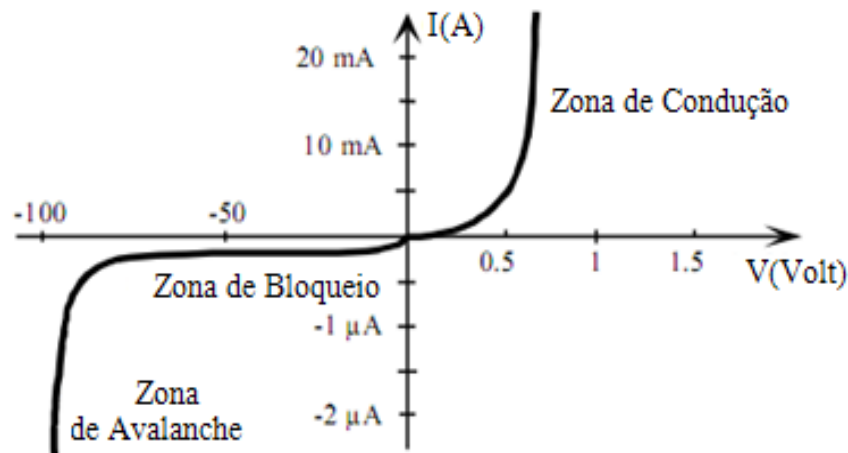


Fig.C. 3 - Curva característica da corrente aos terminais de um díodo

Analisando a figura C.5, verifica-se que a tensão e a corrente são positivas quando o díodo está directamente polarizado. A variação de corrente no díodo com a tensão aos seus terminais apresenta uma forma exponencial, como se comprova pela figura. Assim a equação que define a corrente num díodo é definida por:

$$I = I_s(e^{\frac{qV}{kT}} - 1) \quad \text{Eq. C. 1}$$

Onde q é a carga do electrão, V é a tensão aos terminais do díodo, K a constante de Boltzman, T a temperatura absoluta e I_s uma constante designada por corrente de condução.

Tirístores

Para o seu correcto funcionamento é necessário que o ânodo e o cátodo estejam directamente polarizados, ou seja o potencial do ânodo tem que ser maior que o potencial do cátodo, e o impulso de corrente aplicado na gate tem que ser positivo, para que o tirístor entre à condução. Contudo o tirístor SCR para estar à condução, deve de cumprir mais duas premissas:

1. Conduzir uma corrente suficiente grande, cujo valor mínimo é chamado de corrente de retenção I_L (Latching Current). Esta corrente é importante pois o tirístor SCR só conduz quando a corrente de ânodo I_A igualar o valor desta corrente, com o impulso de corrente I_G aplicado ao terminal da gate (G).
2. Se o impulso de corrente I_G for anulado, antes da corrente de ânodo I_A igualar o valor da corrente de retenção I_L , o tiristor SCR não conduz e a corrente mínima do ânodo I_A para manter o tiristor SCR no estado de condução é chamada de corrente de manutenção I_H (Holding Current). Se a corrente de ânodo I_A for menor que a corrente de manutenção o tiristor SCR entra no estado de corte.

Então como o tirístor deixa de conduzir quando a corrente I_A entre o ânodo e o cátodo anula-se, o tirístor SCR é muito utilizado nos conversores e rectificadores que têm como entrada sinais alternados, conversor CA-CA e rectificador semi-controlado (CA-CC), uma vez que a passagem da corrente eléctrica por zero facilita a condução/corte do tirístor SCR.

Para além destas premissas o SCR tem que obedecer aos seguintes critérios:

1. Na polarização inversa o SCR está bloqueado (não conduz), mesmo que se aplique um impulso de corrente na gate (G).
2. Na polarização directa o SCR só entra em condução quando se aplica um impulso de corrente na gate (G).
3. Quando o SCR entra em condução pode-se retirar o impulso de corrente que foi aplicado na gate que este continua a conduzir.

4. Um SCR passa ao estado de corte quando a corrente entre o ânodo e o cátodo se anula, não sendo possível fazê-lo através da gate (G).

Características Estáticas dos Tiristores

Os tiristores SCR apresentam limitações quanto aos níveis de tensão e corrente que conseguem suportar. Assim podem-se definir três regiões como sendo as características estáticas de um tiristor SCR. Na figura C.6 representa-se as três regiões das características estáticas de um tiristor SCR.

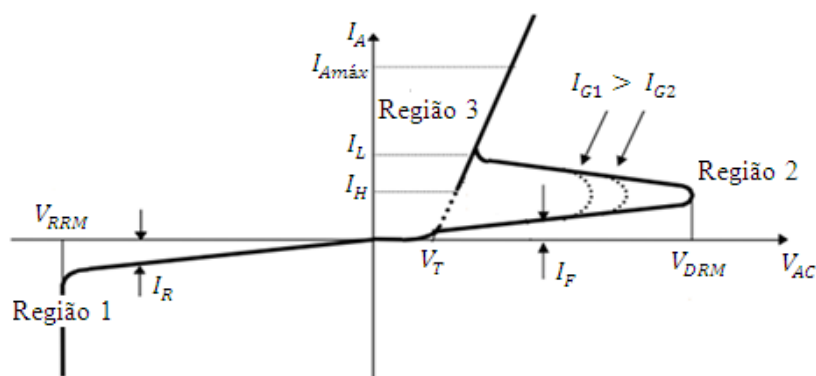


Fig.C. 4 - Regiões representativas da característica estática de um tiristor SCR

Analisando a figura C.6 temos que: na Região 1 o tiristor SCR encontra-se no estado de corte, inversamente polarizado. Então as junções j_1 e j_2 estão inversamente polarizadas, e só circula uma corrente inversa, I_R . Na Região 2 o tiristor SCR encontra-se no estado de corte, directamente polarizado. A junção j_2 fica inversamente polarizada e circula uma corrente inversa I_F , de sentido contrário à corrente inversa I_R . A corrente inversa I_F aumenta com a tensão V_{AC} até que seja atingida a tensão de ruptura V_{DRM} . A partir deste ponto o tiristor SCR conduz praticamente sem restrições, sendo estas impostas somente pelo circuito externo. Contudo esta região apresenta como desvantagem a queda abrupta da tensão V_{AC} , como se pode verificar pela figura. Por fim na Região 3 o tiristor SCR encontra-se à condução, directamente polarizado. Esta região é a ideal para o tiristor SCR conduzir. Assim ao se aplicar um impulso de corrente I_G no terminal da gate (G), a corrente I_G vai interagir com a corrente I_F . Contudo o processo de condução do tiristor só se estabelecerá se a corrente que atravessa o tiristor i_A for superior a uma corrente i_L , designada por corrente de lançamento (latching current), que é a corrente mínima necessária que se estabelece no circuito no instante em que o SCR vai passar do estado de corte ao estado de condução. Esta corrente é normalmente maior que a corrente i_H . A corrente I_G após o tiristor entrar à condução pode ser

anulada que o tiristor mantém-se à condução. O tiristor volta ao estado de corte se a corrente i_A for menor que a corrente i_H . Quanto maior for a corrente I_G menor será a polarização directa V_{AC} necessária para disparar o tiristor por tensão.

Características Dinâmicas dos Tiristores

As características dinâmicas do tiristor SCR dizem respeito ao comportamento deste quando da comutação ao estado de condução ou corte.

Através da figura C.7 representa-se o circuito que permite estudar o comportamento do tiristor SCR quando este passa à condução.

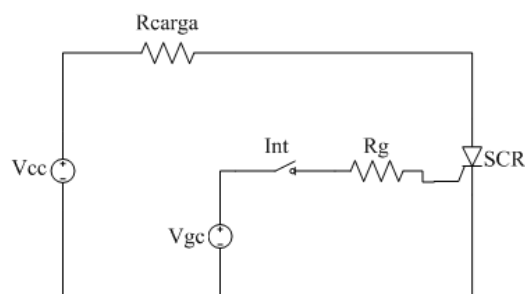


Fig.C. 5 - Circuito para o estudo do disparo do tiristor SCR

Analisando a figura C.7 temos que, a fonte de tensão V_{cc} alimenta a carga R_{carga} através do tiristor SCR. A fonte de tensão V_{gc} vai fornecer a corrente necessária para fazer disparar o tiristor SCR, através da resistência R_g .

Supondo que o interruptor Int é fechado no instante inicial t_0 e que a fonte de tensão V_{gc} fornece a corrente I_G ao terminal gate (G) do tiristor SCR obtemos as formas de onda representadas na figura C.8.

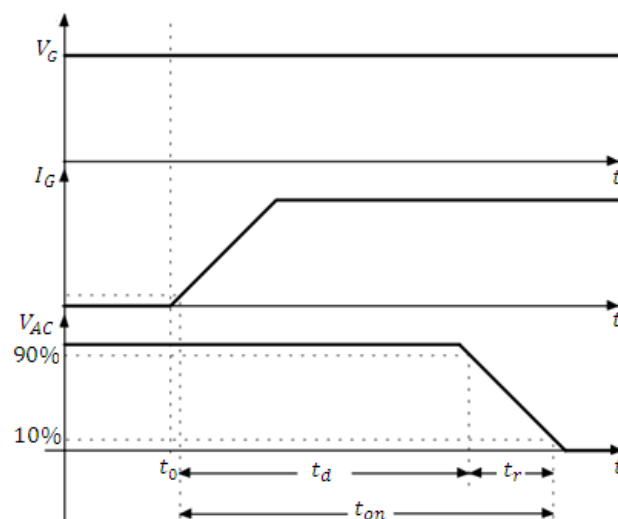


Fig.C. 6 - Formas de onda do atraso no disparo de um tiristor SCR

Na figura C.8 encontram-se representadas as formas de onda na entrada em condução de um tiristor SCR. Assim quando o interruptor Int se fecha até ao efectivo estado de condução do tiristor SCR ocorre um período de tempo até o tiristor SCR começar à condução. A corrente I_G aplicada no terminal da gate (G) vai provocar uma queda de tensão V_{AC} entre o ânodo e o cátodo com o consequente aumento da corrente I_A no ânodo. A este período de tempo dá-se o nome de tempo de atraso t_d (delay time) e à diminuição da tensão V_{AC} dá-se o nome de tempo de descida t_r . Ao tempo de comutação dá-se o nome de t_{on} e este é obtido pela soma de t_d com t_r . O tempo de atraso t_d é uma variável que depende da amplitude da corrente I_G aplicada no terminal da gate (G). O tempo de descida t_r é independente da corrente I_G , dependendo apenas das características de fabricação do tiristor SCR.

Através da figura C.9 representa-se o circuito que permite estudar o comportamento do tiristor SCR quando este passa ao estado de bloqueio.

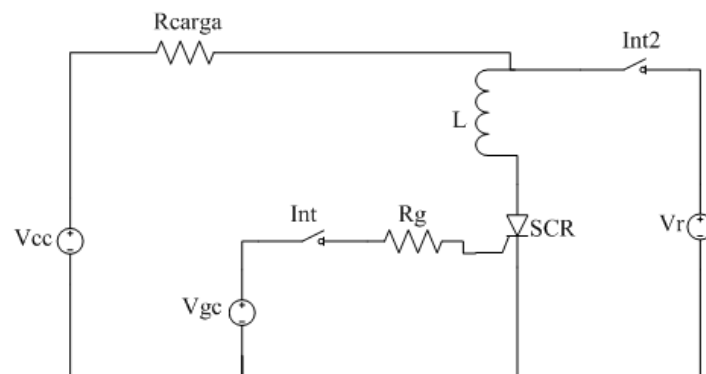


Fig.C. 7 - Circuito para o estudo do bloqueio do tiristor SCR

Analisando a figura C.9 temos que, a fonte de tensão V_{cc} alimenta a carga R_{carga} através do tiristor SCR. A fonte de tensão V_{gc} vai fornecer a corrente necessária para fazer disparar o tiristor SCR, através da resistência R_g . Foi acrescentada uma fonte de tensão V_r e um interruptor Int2. A bobina L foi introduzida para influenciar a descida de corrente no tiristor SCR.

Supondo que o tiristor SCR se encontra à condução, em $t = t_0$, o interruptor Int2 é fechado e o tiristor SCR passa ao estado de bloqueio. Com isto obtém-se as seguintes características dinâmicas. Na figura C.10 representa-se as características dinâmicas para o tiristor SCR no estado de bloqueio.

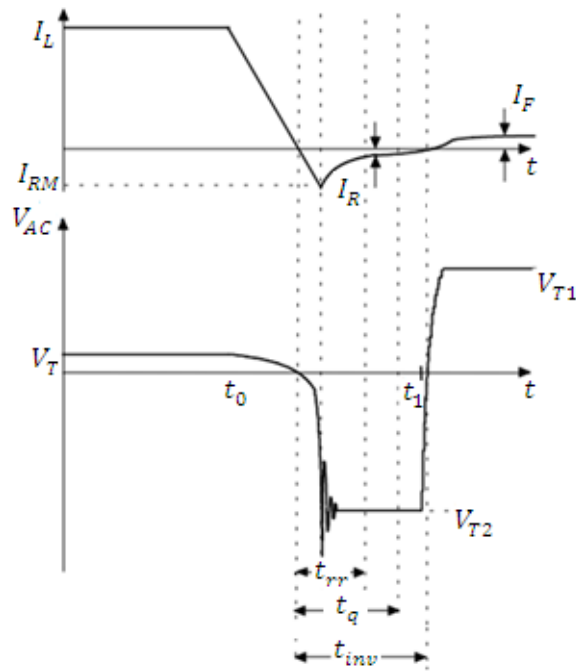


Fig.C. 8 - Característica dinâmica para o bloqueio do tiristor SCR

Analisando a figura C.10 verifica-se que no instante de tempo $t = t_0$ o tiristor SCR entra à condução. Verifica-se depois que o tempo de comutação para o estado de corte t_{rr} não é suficiente para que o tiristor SCR passe ao estado de corte, sendo ainda necessário manter a tensão inversa t_{inv} por um período de tempo igual ou maior que o tempo de aplicação da tensão inversa t_q . Este procedimento é necessário para que o tiristor SCR consiga alcançar o equilíbrio térmico e permanecer bloqueado até ser novamente aplicada uma corrente I_G no terminal da gate (G). O valor da corrente inversa máxima I_{RM} possui um valor limitado dependendo apenas das características do tiristor SCR e do circuito. O tempo mínimo de aplicação da tensão inversa t_q varia desde os $5\mu s$ nos tiristores SCR rápidos e dos $50\mu s$ a $400\mu s$ nos tiristores SCR lentos (controladores de fase).

Em síntese a escolha de um tiristor SCR para um dado circuito, dependerá da velocidade de comutação condução/corte ou corte/condução de um tiristor SCR. Os fabricantes de tiristores SCR fornecem nos manuais os valores nominais associados à velocidade de comutação, através da frequência máxima $f_{m\acute{a}x}$, bem como o tempo de comutação para a condução t_{on} e o tempo de comutação ao estado de corte t_q .

Protecções

Os tiristores SCR encontram-se protegidos contra sobretensões e sobrecorrentes de modo a serem seguros e fiáveis.

Protecção contra $\frac{di}{dt}$

Quando um tiristor SCR entra à condução a corrente do terminal ânodo fica concentrada numa área pequena e próxima do terminal da gate (G). É então necessário um intervalo de tempo para que a corrente I_A do ânodo se disperse por toda a sua área semicondutora. Se no entanto ocorrer um degrau de corrente, ou seja um rápido crescimento da corrente do terminal do ânodo I_A , poderá haver a formação de pontos quentes no semicondutor e queimar o tiristor SCR por excesso de temperatura. É possível limitar a taxa de variação $\frac{di}{dt}$ com a introdução de uma indutância L em série com o tiristor SCR, pois as indutâncias opõem-se às variações bruscas da corrente, amortecendo assim a subida abrupta de corrente no terminal do ânodo. A equação que determina o valor da indutância L pode ser definida por:

$$L \geq \frac{V_P}{\left(\frac{di}{dt}\right)_{\text{máx}}} \quad \text{Eq. C. 2}$$

Onde L indica a indutância dada por (μH), V_P indica a tensão de pico dada por (V) e $\left(\frac{di}{dt}\right)_{\text{máx}}$ indica o degrau de corrente máximo admissível dado por $\left(\frac{\text{A}}{\mu\text{s}}\right)$.

Protecção contra $\frac{dv}{dt}$

Quando ocorre um rápido crescimento da tensão V_{AC} entre ânodo e cátodo o tiristor SCR pode passar para o estado de condução. O modo de proteger o circuito deste inconveniente é introduzir no circuito um circuito RC (resistência em série com um condensador) ligado aos terminais do ânodo e do cátodo. Como um condensador C se opõe à variação da tensão, este dispositivo é utilizado aos terminais do tiristor SCR de modo a reduzir a taxa de variação da tensão em ordem ao tempo. Quando o tiristor SCR se encontrar no estado de corte, o condensador C carregará até ao instante em que o tiristor SCR entrar novamente à condução, salvo excepções.

Assim no estado de condução, o condensador C começa a descarregar-se e a sua corrente vai adicionar-se à variação de corrente $\frac{di}{dt}$. A resistência R vai ser colocada em série com o condensador com o objectivo de amortecer a descarga do condensador e limitar o valor da corrente no disparo de um tiristor SCR.

Protecção contra Sobretensão

A sobretensão presente no tiristor SCR é de uma maneira geral causada por distúrbios ocorridos na comutação deste devido à energia armazenada nos componentes indutivos. Como já visto a sobretensão pode levar ao disparo indesejado do tiristor SCR ou levar à sua completa destruição. Para que estas situações não acontecem usam-se alguns métodos para proteger um tiristor SCR contra a sobretensão. Os métodos para proteger um circuito SCR são:

- Introduzir um Circuito “Snubber” RC em paralelo com a fonte geradora da sobretensão.
- Introduzir uma resistência não variável em paralelo com o tiristor SCR, originando assim um caminho de baixa resistência.
- Introduzir um diodo em série com um tiristor SCR, de modo a ambos os componentes compartilhem entre si a tensão inversa. No entanto devido à queda de tensão no diodo, este método apresenta perdas de potência significativas em alguns circuitos.
- Introduzir um tiristor SCR com um valor muito alto de tensão nominal, no entanto este tipo de tiristor implica grandes custos monetários.

Protecção contra Sobrecorrente

Normalmente a sobrecorrente ocorre devido à sobrecarga ou curto-circuito. Os dispositivos utilizados na protecção da sobrecorrente devem abrir o circuito antes do sobreaquecimento do tiristor SCR. Os métodos para proteger um circuito SCR são:

- Fusíveis de acção rápida. Estes fusíveis são escolhidos através do parâmetro i^2t , fornecido nos catálogos dos tiristores SCR e fusíveis.
- Disjuntores de alta velocidade.
- Relés de sobrecorrente.

Protecção contra Tensões Negativas

O terminal da gate (G) de um tiristor SCR deve de estar protegido de modo a evitar que sejam aplicadas tensões negativas entre o terminal da gate (G) e o terminal cátodo (C). Para esta situação não acontecer utiliza-se um elemento semiconductor o díodo para evitar que estas tensões negativas sejam aplicadas. Na figura C.11 encontra-se representado um tiristor SCR com um díodo como modo de protecção.

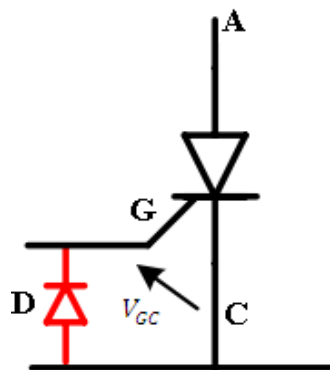


Fig.C. 9 - Tiristor SCR com um díodo para protecção

Protecção contra Tensão Excessiva

O terminal da gate (G) de um tiristor SCR deve de estar protegido de modo a evitar que sejam aplicadas sobretensões entre o terminal da gate (G) e o terminal cátodo (C). Para esta situação não acontecer utiliza-se um elemento semiconductor o díodo de Zener para evitar que estas sobretensões sejam aplicadas. Na figura C.12 encontra-se representado um tiristor SCR com um díodo de Zener como modo de protecção.

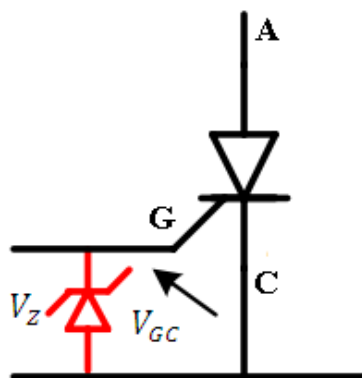


Fig.C. 10 - Tiristor SCR com um díodo de Zener para protecção

Um valor usual de tensão V_{GC} é de 0.7 V enquanto a máxima tensão V_{GC} suportável é de 6 V.

Protecção contra Correntes Negativas

O terminal da gate (G) de um tiristor SCR deve de estar protegido de modo a evitar que sejam aplicadas correntes negativas no terminal da gate (G). Para esta situação não acontecer utiliza-se um elemento semiconductor o díodo para evitar que estas correntes sejam aplicadas. Na figura C.13 encontra-se representado um tiristor SCR com um díodo como modo de protecção.

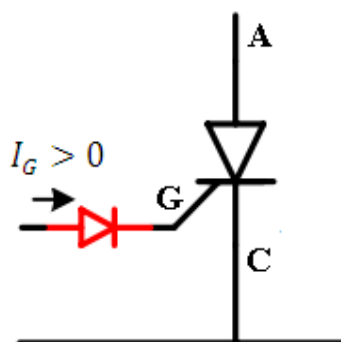


Fig.C. 11 - Tiristor SCR com um díodo para protecção para correntes negativas

Na Tabela 16 apresentam-se os três tirístores mais utilizados no mundo industrial.

Tabela 16 - Comparativo de Tirístores

		Parâmetros		
		Consumo	Velocidade	Potência
Dispositivos	SCR (Silicon Controlled Thyristor)	Elevado	Baixa	Muito elevada
	GTO (Gate- Turn –Off Thyristor)	Elevado	Baixa	Muito elevada
	MCT (MOS-Controlled Thyristor)	Reduzido	Alta	Elevada

A Tabela 16 apresenta três parâmetros (consumo, velocidade e potência). O consumo de um dispositivo corresponde à energia consumida pelo circuito de comando e pela queda de tensão no elemento na passagem corte/condução e condução/corte. A velocidade indica a rapidez da

comutação (corte/condução ou condução/corte) do dispositivo e por fim a potência representa o nível de potência suportada pelo dispositivo.

Anexo D. Controladores Industriais

Na sequência de uma busca por técnicas de controlo auto-sintonizável, adequadas à aplicação na maioria dos sistemas de automação industrial, surge o estudo do método por Relé, introduzido por (Astrom e Hagglund, 1994).

As acções de um calibrador automático devem assemelhar-se às de um humano ao calibrar um controlador. Assim deve seguir as seguintes premissas:

1. Observar o comportamento do processo, com maior ou menor intervenção na sua excitação;
2. Retirar da experiência uma descrição do comportamento do processo;
3. Converter os dados, em como o sistema em malha fechada deveria funcionar, respeitando as limitações do processo observado;
4. Determinar os parâmetros do controlador, de acordo com o comportamento pretendido.

Ao formalizar-se estes passos, estabelece-se um procedimento, que é reconhecido por calibração de controladores. O controlo auto-sintonizável pode ser visto como um passo em frente, na automação em que o equipamento automatiza as acções do especialista de controlo. Apesar da grande maioria das aplicações de auto-sintonização ser utilizada em controladores simples, este também é muito útil em controladores mais complexos. De facto, este é um pré-requisito para a utilização da maioria dos algoritmos de controlo avançado. Um mecanismo de auto-sintonização é muitas vezes necessário para encontrar a escala de tempo ou os valores de arranque para um controlador mais complexo.

Auto-Sintonização do Controlador PID pelo método Relé

A identificação do sistema é parte fundamental da calibração automática de controladores PID.

Os métodos de identificação podem ser classificados como abordagens no domínio da frequência ou no domínio do tempo.

A experiência de design de Ziegler-Nichols é uma contribuição de sucesso, principalmente na fase de identificação, na forma como determina as características fundamentais do processo, ganho limite k_u e frequência limite w_u . Trata-se de uma abordagem simples e de confiança para a identificação das suas características fundamentais.

O método Relé é apresentado como alternativa na identificação do modelo de sistemas.

Como vantagem apresenta-se capaz de gerar e manter uma oscilação controlada (a magnitude da oscilação pode ser definida). O sucesso deste método deve-se à simplicidade dos mecanismos de identificação e calibração, e também à sua aplicabilidade em processos lentos ou altamente não lineares.

Na Tabela 17 apresentam-se os métodos de identificação utilizados por alguns dos representantes de ferramentas de auto-sintonização em soluções de automação de complexidade elevada.

Tabela 17 - Calibração automática de vários fabricantes de controladores PID

Fabricante	Método de Identificação
ABB	Step/Relé
Emerson Process Management	Relé
Foxboro	Step
Honeywell	Step
Siemens	Step
Yokogawa	Step

Como se pode verificar na Tabela 17, a maioria dos fabricantes ainda utilizam em maioria o método de identificação baseados na resposta a um degrau (step).

Astrom e Hagglund (1994) sugeriram, a utilização do método relé para gerar uma oscilação sustentada como uma alternativa ao método por tentativa convencional. Este é bastante eficiente na determinação do ganho e frequência crítica.

Posteriormente, (Luyben, 1996) popularizou o relé feedback ao utilizá-lo em colunas de destilação industrial, e chama a este método ATV (auto-tune variation). A coluna de destilação é uma unidade importante de processos químicos industriais. Obter um modelo em função de transferência linear, para colunas altamente não lineares utilizando testes de step ou impulso, é uma tarefa muito complicada. De acordo com os estudos de (Luyben, 1996), sistemas deste tipo apresentam constantes de tempo extremamente longas, como por exemplo

$\tau \approx 870$ horas. Estudos indicam que para se obter um modelo linear preciso, neste tipo de processos apenas se deve infringir variações de magnitude inferiores a 0,01%. Esta limitação incentivou a utilização do método relé, que Luyben transformou numa prática standard em processos químicos de controlo, ao mostrar que este permite obter de uma forma eficiente, modelos lineares para sistemas deste tipo.

Análise do Relé Ideal (On-Off)

A auto-sintonização baseada no método relé pode ser analisada partindo do diagrama de blocos da figura D.1, onde $G(s)$ é uma função de transferência linear e N é um elemento não linear. Na figura D.1 representa-se um sistema não linear com retroacção.

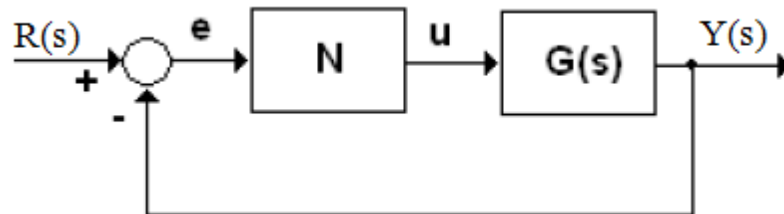


Fig.D. 1 - Diagrama de blocos de um sistema não linear com retroacção

Se o sinal de entrada no elemento N for uma onda sinusoidal, esta pode ser definida pela equação D.1.

$$e(t) = a \sin (wt) \quad \text{Eq. D. 1}$$

Onde a representa a magnitude da onda sinusoidal.

Então pelo método do relé o sinal de saída $u(t)$ do elemento não linear é representado por uma onda quadrada, como se pode verificar pela figura D.2.

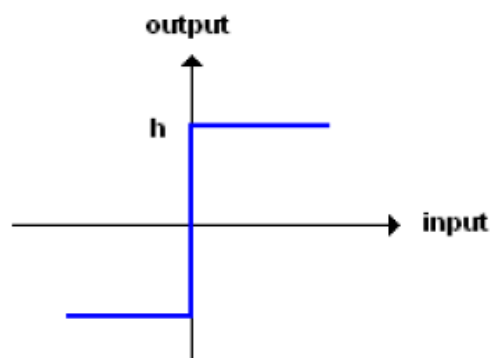


Fig.D. 2 - Relé ideal

Como a maioria das análises de sistemas de controlo se baseiam em teoria linear, a transformada de Fourier é útil neste ponto. A saída do sistema não linear pode ser representada pelas seguintes equações matemáticas:

Seja $u(t)$ definido pela equação

$$u(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t) + B_n \sin(n\omega t) \quad \text{Eq. D. 2}$$

Temos os seguintes coeficientes:

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u(t) d(\omega t) \quad \text{Eq. D. 3}$$

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad \text{Eq. D. 4}$$

$$B_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad \text{Eq. D. 5}$$

Devido a $u(t)$ ser uma função ímpar os coeficientes A_0 e A_n são nulos $\forall n$.
Então a equação D.2, pode ser definida pela equação D.6.

$$u(t) = \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(n\omega t) \quad \text{Eq. D. 6}$$

Se for aplicado um relé ideal, os coeficientes de B_n ficam:

$$B_n = \begin{cases} \frac{1}{n} \frac{4h}{\pi}, & n = 1, 3, 5, \dots \\ 0, & n = 2, 4, 6, \dots \end{cases} \quad \text{Eq. D. 7}$$

A função descritiva é utilizada como ferramenta para análise deste sistema não linear, no domínio da frequência. Apenas a harmónica principal é utilizada na equivalência linear. Isto é, apenas o primeiro coeficiente de Fourier é utilizado para a análise no domínio da frequência. A função descritiva fica definida pela equação:

$$N(a) = \frac{B_1 + jA_1}{a} \quad \text{Eq. D. 8}$$

Para o relé ideal, como $A_1 = 0$, a equação D.8 pode ser definida numa nova equação:

$$N(a) = \frac{4h}{\pi a} \quad \text{Eq. D. 9}$$

Quando uma oscilação sustentada é gerada pelo relé na malha de retroacção, a frequência de oscilação corresponde ao limite de estabilidade, ou seja

$$1 + G(jw_u)N(a) = 0 \quad \text{Eq. D. 10}$$

Sendo o ganho crítico definido pela equação D.11.

$$k_u = -\frac{1}{G(jw_u)} \Leftrightarrow -\frac{1}{-\frac{1}{N(a)}} \Leftrightarrow k_u = \frac{4h}{\pi a} \quad \text{Eq. D. 11}$$

O sistema de feedback relay, de Astrom-Hagglund é baseado na observação: quando a saída está em atraso $-\pi$ em relação à entrada, o sistema em malha fechada oscila com uma frequência angular w definida por:

$$w_u = \frac{2\pi}{P_u} \quad \text{Eq. D. 12}$$

Na figura D.3 representa-se a actuação de um relé a um sistema e a respectiva resposta, (a) Input do sistema, (b) Output do sistema.

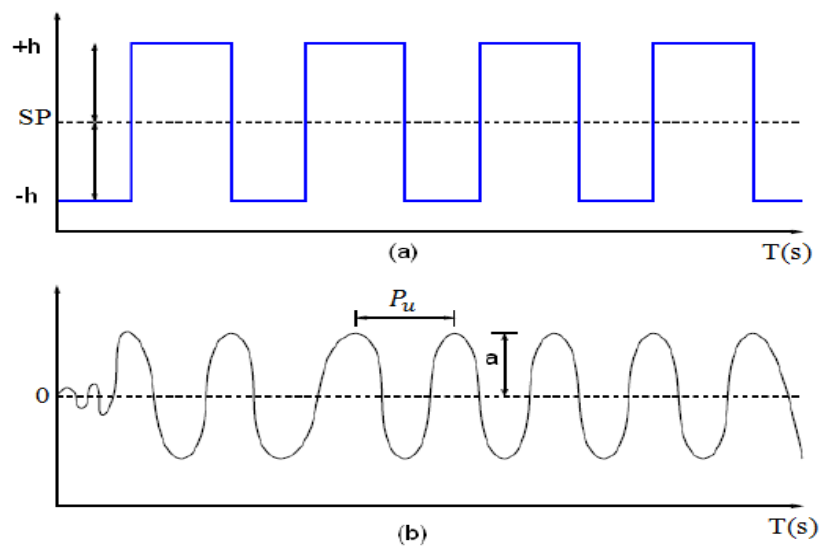


Fig.D. 3 – Resposta do Relé a um Sistema

Ao iniciar o relé, este passa para o patamar $u = h$ e passado um período D (atraso) a saída y começa a aumentar. Quando passa o SP (setpoint) o relé comuta para $u = +h$ e assim sucessivamente.

O seu procedimento determina o ganho que introduz um atraso de meio ciclo quando operando em feedback. Trata-se do ganho crítico, k_u que está relacionado com o ponto onde a curva de Nyquist primeiro cruza o eixo real. Parte do sucesso da identificação deste método vem do facto de k_u e w_u serem obtidos directamente dos resultados experimentais, pois muito raramente se conhece o modelo do sistema.

O procedimento é relativamente simples e eficiente. Fisicamente implica movimentar a variável manipulada contra o processo. Considerando um sistema de ganho estático positivo. Quando se aumenta a entrada (actuação), a saída y do sistema tende a aumentar. Quando se verifica a passagem da saída y pelo SP (setpoint), muda-se a entrada para o sentido oposto. Como consequência temos uma oscilação do sistema, embora a sua amplitude possa ser controlada ao ajustar os limites de h .

Relé com Histerese

A transição abrupta que o Relé ideal proporciona entre flancos, torna-o bastante sensível ao ruído de processos industriais.

Deste modo é necessária a introdução de uma zona de histerese no Relé. Na figura D.4 representa-se o controlador Relé com histerese.

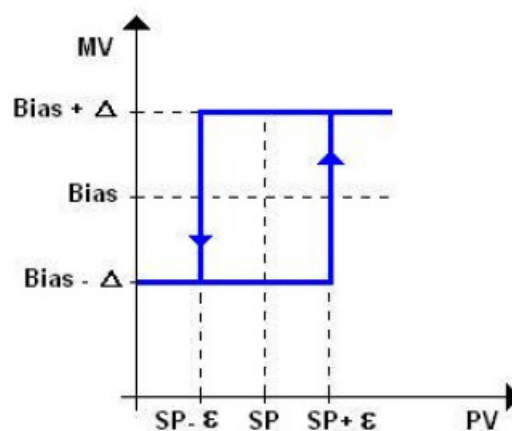


Fig.D. 4 - Controlador Relé com Histerese

A janela de histerese corresponde à zona de oscilação controlada. A mudança de flanco do relé apenas se realiza quando a variável de processo (PV), se afastar ε do setpoint (SP), isto é, $SP - \varepsilon$ e $SP + \varepsilon$. O valor de ε deve ser definido antes de o relé ser activado e delimitará a oscilação de PV. Um valor típico para ε , apresenta-se entre 2 e 5%.

O relé define que a variável manipulada (MV) ou actuação, varie entre dois patamares $Bias - \Delta$ e $Bias + \Delta$, onde $Bias$ representa o ponto central de actuação, que num sistema equilibrado e bem dimensionado deverá representar 50% de actuação. O valor Δ representa uma variação em relação ao $Bias$ que seja capaz de gerar a oscilação, a partir das transições de flanco.

Como um dos objectivos da dissertação é estudar e implementar, um método que possa ser aplicado com sucesso à generalidade dos sistemas, escolho o relé com histerese, de forma a reduzir a sensibilidade ao ruído, embora sabendo à partida que vai existir algum erro associado à estimação.

A introdução de histerese no relé implica alteração no cálculo do ganho crítico. Para o relé com histerese, o ganho crítico k_u é definido pela seguinte equação:

$$k_u = \frac{4\Delta}{\pi\sqrt{a^2 - \varepsilon^2}} \quad \text{Eq. D. 13}$$

À semelhança do relé ideal o período crítico (P_u) obtém-se directamente dos resultados experimentais.

